



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Η χρήση της ζώνης NB-PLC για επικοινωνίες ευφυούς δικτύου μέσω γραμμών μεταφοράς Μέσης Τάσης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Νικόλαος Ι. Χιωτέλλης

Επιβλέπων: Παναγιώτης Γ. Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2012



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Η χρήση της ζώνης NB-PLC για επικοινωνίες ευφυούς δικτύου μέσω γραμμών μεταφοράς Μέσης Τάσης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Νικόλαος Ι. Χιωτέλλης

Επιβλέπων: Παναγιώτης Γ. Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 31^η Οκτωβρίου 2012.

.....
Παναγιώτης Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Χρήστος Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γεώργιος Φικιώρης
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2012

.....
Νικόλαος Ι. Χιωτέλλης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Νικόλαος Χιωτέλλης, 2012.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Η παρούσα εργασία ασχολείται με τη μετάδοση πληροφορίας χαμηλού ρυθμού μετάδοσης μέσω του δικτύου MT (narrowband power line communications), μία από τις βασικές λειτουργίες του ευφυούς δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας. Η MT έχει το πλεονέκτημα ότι εκτείνεται σε μεγαλύτερες αποστάσεις σε σχέση με τη ΧΤ και φθάνει σε απομακρυσμένους χρήστες του ηλεκτρικού δικτύου. Τα συστήματα μετάδοσης στη MT αποσκοπούν στην εξυπηρέτηση τέτοιων κόμβων, είτε πρόκειται για παραγωγούς ενέργειας (μονάδες λιγνίτη, φωτοβολταϊκά/αιολικά πάρκα κ.ά.) είτε για μεγάλους καταναλωτές. Στη συγκεκριμένη εργασία μελετώνται τηλεπικοινωνίες με χαμηλό ρυθμό μετάδοσης της τάξης των 100 kbps. Αν και οι ρυθμοί αυτοί δεν προσφέρονται για την παροχή Internet στους κόμβους, είναι ιδιαίτερα χρήσιμοι όταν υπάρχει μικρή ροή πληροφορίας από και προς τον κόμβο που αφορά την παρακολούθηση ενός μεγέθους ενδιαφέροντος (τάση δικτύου, ισχύς παραγωγής/κατανάλωσης, περιβαλλοντικές συνθήκες). Το περιβάλλον διάδοσης για τις τηλεπικοινωνίες αυτές καθιστά απαραίτητη τη χρήση πολυδιαυλικών σχημάτων διαμόρφωσης. Οι δύο τεχνικές διαμόρφωσης που έχουν προταθεί είναι η OFDM και η Wavelet OFDM, οι οποίες συγκρίνονται στην παρούσα εργασία με κύριο κριτήριο τη μέγιστη δυνατή απόσταση αξιόπιστης μετάδοσης.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται εισαγωγή στο ευφυές δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας και στις τηλεπικοινωνίες μέσω αυτού. Στο δεύτερο κεφάλαιο προσδιορίζεται η συνάρτηση μεταφοράς που περιγράφει τους διαύλους των γραμμών μεταφοράς πολλών αγωγών. Στο τρίτο κεφάλαιο αναπτύσσεται το μοντέλο αναφοράς για το θόρυβο στις γραμμές ηλεκτρικής ενέργειας MT. Στο τέταρτο κεφάλαιο γίνεται σύντομη περιγραφή του γνωστού σχήματος διαμόρφωσης OFDM. Στο πέμπτο κεφάλαιο εισάγεται ένα σχετικά νέο μαθηματικό εργαλείο, τα κυματίδια (wavelets). Στο έκτο κεφάλαιο αναπτύσσονται τα βασικά χαρακτηριστικά της Wavelet OFDM και συγκρίνονται με εκείνα της OFDM. Στο τελευταίο κεφάλαιο σχεδιάζεται και προσομοιώνεται στο Matlab ένα σύστημα μετάδοσης σημάτων στο περιβάλλον των narrowband power line communications και εξάγονται συμπεράσματα σχετικά με τον τρόπο με τον οποίο το σύστημα επηρεάζεται από τις παραμέτρους της διαμόρφωσης και του διαύλου.

Λέξεις-κλειδιά

Ευφυές δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, narrowband power line communications, γραμμή μεταφοράς πολλών αγωγών, MT, θόρυβος, κυματίδια, OFDM, Wavelet OFDM

Abstract

The present thesis studies low data rate communications over a MV network (narrowband power line communications) which is a fundamental aspect of the Smart Grid. MV has the advantage of reaching greater distances compared to LV as well as serving remote users of the grid. Communication systems over the MV aim at serving such nodes, whether they are energy producers (e.g. coal units, solar plants, wind farms etc.) or large consumers. In the present work low data rate communications of an approximate bitrate of 100 kbps are studied. Such bitrates are not sufficient to provide Internet access to Smart Grid nodes but are particularly useful when limited amount of information to and from the nodes is necessary. This information usually involves monitoring variables of interest (voltage, production/consumption power, environmental conditions). In such cases, PLC transmission necessitates the use of multicarrier modulation schemes. The two techniques that have been proposed are OFDM and Wavelet OFDM which are compared in the framework of this work using distance as the most important criterion.

In the first chapter, the reader is introduced to the concept of Smart Grid and communications over it. In the second chapter, the transfer function of multiconductor transmission lines is determined. In the third chapter, a reference model for noise in MV lines is developed. In the fourth chapter, there is a short description of the well-known concept of OFDM. In the fifth chapter, the relatively new mathematical concept of wavelets is analyzed. In the sixth chapter, the properties of Wavelet OFDM are analyzed and compared to those of OFDM. In the final chapter, a transmission system for narrowband power line communications is designed and emulated in Matlab, aiming at investigation how the various parameters affect the performance of the system.

Key words

Smart Grid, narrowband power line communications, multiconductor transmission line, MV, noise, wavelets, OFDM, Wavelet OFDM

Περιεχόμενα

Κατάλογος Σχημάτων	xii
Κατάλογος Συντμήσεων	xv
Κεφάλαιο 1: Smart Grid – Narrowband Power Line Communications	1-1
1.1. Ο ρόλος των τηλεπικοινωνιών στην αρχιτεκτονική του SG	1-1
1.2. Τεχνολογίες πρόσβασης στις επικοινωνίες του SG	1-2
1.3. Προγράμματα βασισμένα στην τεχνολογία των High-speed Narrowband PLC	1-4
1.4. Το περιβάλλον μετάδοσης NB-PLC	1-6
Κεφάλαιο 2: Συνάρτηση Μεταφοράς Εναέριων Γραμμών Μέσης Τάσης	2-1
2.1. Υπολογισμός μιγαδικής σταθεράς διάδοσης τέλειου αγωγού υπεράνω ατελούς εδάφους	2-1
2.2. Υπολογισμός της μιγαδικής σταθεράς διάδοσης ατελούς αγωγού υπεράνω ατελούς εδάφους	2-4
2.3. Γραμμές μεταφοράς πολλών αγωγών υπεράνω ατελούς εδάφους	2-6
2.4. Υπολογισμός της επίδρασης της πολυρυθμικής διάδοσης σε MTL	2-10
2.5. Τιμές των παραμέτρων που επηρεάζουν τη συνάρτηση μεταφοράς	2-12
Κεφάλαιο 3: Θόρυβος και Παρεμβολές	3-1
3.1. Ο θόρυβος των LV-PLC στο πεδίο του χρόνου	3-1
3.1.1. Συνεχής θόρυβος	3-1
3.1.2. Κρουστικός θόρυβος	3-1
3.1.3. Θόρυβος στενής ζώνης	3-2
3.1.4. Συνολικός θόρυβος	3-2
3.2. Ο θόρυβος των LV-PLC στο πεδίο της συχνότητας	3-2
3.3. Μαθηματικά μοντέλα περιγραφής του θορύβου στις LV-PLC	3-2
3.3.1. Μοντέλο θορύβου Middleton	3-3
3.3.2. Προσέγγιση στο πεδίο της συχνότητας	3-3
3.3.3. Προσέγγιση στο πεδίο του χρόνου για κρουστικό θόρυβο	3-4
3.3.4. Κυκλοστατικό μοντέλο θορύβου	3-4
3.4. Χαρακτηριστικά θορύβου στις MV-PLC	3-5
3.5. Μαθηματικό υπόδειγμα θορύβου για MV-PLC μεταδόσεις	3-8
Κεφάλαιο 4: Multicarrier Modulation και Orthogonal Frequency Division Multiplexing	4-1
4.1. Υλοποίηση συστημάτων MCM	4-1
4.2. Συστήματα MCM με επικαλυπτόμενα υποκανάλια	4-3
4.3. Μετρίασμός των διαλείψεων στα υποκανάλια	4-6
4.3.1. Κωδικοποίηση με ανάδευση στο χρόνο και τη συχνότητα	4-6
4.3.2. Αντιστάθμιση συχνότητας	4-7
4.3.3. Προκωδικοποίηση	4-7
4.3.4. Προσαρμοστική φόρτωση	4-8
4.4. Ψηφιακή υλοποίηση της MCM	4-8

4.4.1. Διακριτός μετασχηματισμός Fourier	4-8
4.4.2. Κυκλικό πρόθεμα	4-9
4.5. Υλοποίηση συστήματος OFDM	4-11
4.6. Τεχνολογικές προκλήσεις στα συστήματα MCM	4-12
4.6.1. Λόγος μέγιστης προς μέση ισχύς	4-12
4.6.2. Χρονικό και φασματικό jitter	4-14
Κεφάλαιο 5: Κυματίδια και μετασχηματισμός κυματιδίων	5-1
5.1. Εισαγωγή στα κυματίδια	5-1
5.1.1. Συστήματα κυματιδιακής ανάπτυξης	5-1
5.1.2. Διακριτός μετασχηματισμός κυματιδίων	5-5
5.1.3. Μετασχηματισμοί κυματιδίων διακριτού και συνεχούς χρόνου	5-6
5.2. Οι συναρτήσεις κλίμακας και τα κυματίδια στην πολυδιακριτή ανάλυση	5-7
5.2.1. Οι συναρτήσεις κλίμακας στην πολυδιακριτή ανάλυση	5-7
5.2.2. Τα κυματίδια στην πολυδιακριτική ανάλυση	5-8
5.2.3. Διακριτός μετασχηματισμός κυματιδίων	5-9
5.2.4. Θεώρημα Parseval	5-10
5.3. Συστοιχίες φίλτρων και διακριτός μετασχηματισμός κυματιδίων	5-11
5.3.1. Υποδειγμάτιση και υπερδειγμάτιση	5-11
5.3.2. Ανάλυση	5-11
5.3.3. Σύνθεση	5-14
5.3.4. Συντελεστές εισόδου	5-15
5.3.5. Παρατηρήσεις που αφορούν το DWT	5-16
Κεφάλαιο 6: Wavelet OFDM	6-1
6.1. Υλοποίηση της Wavelet OFDM	6-1
6.1.1. Συνοπτική Παρουσίαση της DFT-OFDM	6-1
6.1.2. Σύστημα DWT-OFDM	6-1
6.1.3. Πομπός DWT-OFDM	6-4
6.1.4. Δέκτης DWT-OFDM	6-6
6.2. Διαφορές μεταξύ DFT-OFDM και DWT-OFDM	6-8
6.3. Σύγκριση των DFT-OFDM και DWT-OFDM στο περιβάλλον διάδοσης PLC	6-11
6.3.1. Αδυναμίες της OFDM	6-11
6.3.2. Ανοχή στον κρουστικό θόρυβο	6-12
6.3.3. Αντιμετώπιση της ISI	6-13
6.3.4. Φασματικά χαρακτηριστικά	6-14
Κεφάλαιο 7: Προσομοίωση και Αξιολόγηση Συστήματος NB-PLC στη MT	7-1
7.1. Παράμετροι συστήματος μετάδοσης NB-PLC	7-1
7.2 Προσομοίωση συστήματος μετάδοσης NB-PLC	7-2
7.2.1. Καθορισμός των παραμέτρων	7-3
7.2.2. Παραγωγή τυχαίας ακολουθίας και διαμόρφωση κατά MQAM	7-4
7.2.3. Διαμόρφωση κατά WOFDM	7-5
7.2.4. Μετατροπή του σήματος από ψηφιακό σε ζωνοπερατό αναλογικό	7-7
7.2.5. Συνάρτηση μεταφοράς γραμμής MTL	7-9
7.2.6. Προσθήκη θορύβου στο σήμα	7-12
7.2.7. Μετατροπή του σήματος από ζωνοπερατό αναλογικό σε ψηφιακό	7-15
7.3. Σύγκριση της WOFDM και της OFDM ως προς την επιλογή της τεχνολογίας	

NB-PLC για διάφορες τιμές των παραμέτρων του συστήματος	7-18
7.4. Αξιολόγηση συστήματος NB-PLC – Συμπεράσματα	7-26
Βιβλιογραφία	8-1

Κατάλογος Σχημάτων

1.1. Γενική αρχιτεκτονική ενός συστήματος AMI με τις διεπαφές επικοινωνιών	1-2
1.2. Η εξασθένηση του διαύλου narrowband PLC ως συνάρτηση του χρόνου και της συχνότητας στη ζώνη των 20 - 140 kHz	1-7
1.3. Επιτρεπτά όρια εκπομπής στις ζώνες CENELEC, όπως καθορίζονται από το πρότυπο EN 50065	1-8
2.1. Λεπτός, τέλειος αγωγός πάνω από επίπεδο ατελές έδαφος	2-2
2.2. Το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της σταθεράς διάδοσης, όπως προκύπτουν από τις τρεις διαφορετικές μεθόδους	2-5
2.3. Γεωμετρία γραμμής μεταφοράς πολλών αγωγών	2-6
2.4. Ρυθμοί διάδοσης σε γραμμή μεταφοράς τριών αγωγών με επιστροφή μέσω εδάφους	2-7
2.5. Ο συντελεστής εξασθένησης και ο συντελεστής φάσης των τριών ρυθμών που υποστηρίζει η γραμμή MTL τριών αγωγών	2-8
2.6. Έγχυση σήματος σε MTL wire-to-wire και wire-to-ground	2-9
3.1. Μέση κατανομή θορύβου κατά τη διάρκεια 24 ωρών σε διαφορετικά δίκτυα	3-6
3.2. Μεταβολή του θορύβου και του φορτίου του ίδιου αγωγού ως συνάρτηση του χρόνου	3-7
3.3. Σύγκριση ως προς το θόρυβο των δυνατών τρόπων έγχυσης του σήματος σε γραμμή τριών φάσεων και εδάφους	3-9
3.4. Η CPD του θορύβου στο Taole και στο Hebin	3-10
3.5. CPD των μετρήσεων μαζί με τις αντίστοιχες κατανομές Nakagami στα 200 kHz	3-11
3.6. Χρήση εκθετικής συνάρτησης για τη φασματική αναπαράσταση του θορύβου στο Hebin	3-12
4.1. Πολυδιαυλικός πομπός	4-2
4.2. Πολυδιαυλικός δέκτης	4-3
4.3. MCM σύστημα με επικαλυπτόμενα και μη επικαλυπτόμενα υποκανάλια	4-5
4.4. Πολυδιαυλικός δέκτης για σύστημα με επικαλυπτόμενα υποκανάλια	4-5
4.5. Κυκλικό πρόθεμα	4-9
4.6. Χρήση του κυκλικού προθέματος για την εξάλειψη της ISI	4-10
4.7. Πομπός και δέκτης OFDM	4-11
4.8. Πρόθεμα αποτελούμενο από μηδενικά	4-12
4.9. Τυπική απόκριση ενός ενισχυτή ισχύος	4-13
5.1. Ημιτονικό κύμα και κυματίδιο Daubechies' ψ_{D20}	5-1
5.2. Μετατόπιση και κλιμάκωση του ψ_{D4}	5-3
5.3. Συνάρτηση κλίμακας και κυματίδιο του Haar	5-4
5.4. Ο DWT ενός παλμού, χρησιμοποιώντας το ψ_{D6}	5-6
5.5. Συνάρτηση κλίμακας του Haar και τριγωνική συνάρτηση κλίμακας	5-8
5.6. Κυματίδιο του Haar και τριγωνικό κυματίδιο	5-9
5.7. Συστοιχία φίλτρων ανάλυσης δύο ζωνών	5-13
5.8. Δένδρο ανάλυσης δύο ζωνών, δύο σταδίων	5-13
5.9. Συστοιχία φίλτρων σύνθεσης δύο ζωνών	5-15
5.10. Δένδρο σύνθεσης δύο ζωνών, δύο σταδίων	5-15
6.1. Πομπός και δέκτης ενός συστήματος DFT-OFDM	6-1
6.2. Διάσπαση ακολουθίας με μετασηματισμό κυματιδίων δύο επιπέδων	6-2
6.3. Διαχωρισμός εύρους ζώνης σήματος σε τρία υποκανάλια (DWT 2 επιπέδων)	6-3
6.4. Σύστημα DWT-OFDM	6-4
6.5. Πομπός DWT-OFDM	6-5

6.6. Δείγματα σήματος εκπομπής ενός συστήματος DWT-OFDM χρησιμοποιώντας το κυματίδιο bior5.5	6-5
6.7. Δέκτης DWT-OFDM	6-6
6.8. Δείγματα σήματος λήψης ενός σύστημα DWT-OFDM χρησιμοποιώντας το κυματίδιο bior5.5	6-7
6.9. Χρονική απεικόνιση ενός DFT-OFDM και ενός DWT-OFDM συμβόλου	6-8
6.10. Επίδοση BER της DFT-OFDM και της DWT-OFDM για διάφορους τύπους κυματιδίων	6-9
6.11. Σύγκριση των επιδόσεων BER των DWT-OFDM και FFT-OFDM σε δίαυλο Rayleigh και σε δίαυλο Rice	6-9
6.12. Πλαίσιο OFDM	6-11
6.13. Πλαίσιο WOFDM με παράγοντα επικάλυψης 4	6-11
6.14. PSD της OFDM με 512 υποφέροντα	6-14
6.15. PSD της WOFDM με 512 υποφέροντα	6-15
7.1. Block διάγραμμα για την προσομοίωση συστήματος OFDM/WOFDM στο περιβάλλον των επικοινωνιών MV-PLC	7-3
7.2. Τα πρώτα 20 δείγματα του τυχαίου ψηφιακού σήματος	7-4
7.3. Διάγραμμα αστερισμού 4-QAM με κωδικοποίηση Gray	7-5
7.4. Δείγματα σημάτων εισόδου και εξόδου του IDWT block	7-5
7.5. Το φάσμα του ψηφιακού σήματος WOFDM	7-6
7.6. Δείγματα αναλογικού σήματος WOFDM βασικής ζώνης	7-7
7.7. Φάσμα αναλογικού σήματος WOFDM βασικής ζώνης	7-7
7.8. Φάσμα ζωνοπερατού σήματος WOFDM κατά την εκπομπή σε γραμμική και σε λογαριθμική κλίμακα συχνοτήτων	7-8
7.9. Το πραγματικό μέρος της σταθεράς διάδοσης των τριών ρυθμών	7-9
7.10. Το φανταστικό μέρος της σταθεράς διάδοσης των τριών ρυθμών	7-10
7.11. Συνάρτηση μεταφοράς γραμμής MTL τριών αγωγών	7-11
7.12. Φάσμα ζωνοπερατού σήματος μετά την επίδραση του διαύλου σε γραμμική και σε λογαριθμική κλίμακα συχνοτήτων	7-12
7.13. CPD της ισχύος του προστιθέμενου θορύβου	7-12
7.14. Φίλτρο που προσδίδει εκθετικά φθίνουσα μέση τιμή της πυκνότητας ισχύος στο θόρυβο	7-13
7.15. Φάσμα θορύβου μετά τη μορφοποίηση στο πεδίο της συχνότητας	7-14
7.16. Φάσμα ζωνοπερατού σήματος μετά την προσθήκη θορύβου σε γραμμική και σε λογαριθμική κλίμακα συχνοτήτων	7-15
7.17. Φάσμα του αναλογικού σήματος λήψης βασικής ζώνης	7-15
7.18. Βαθυπερατό φίλτρο Parks-McClellan	7-16
7.19. Φάσμα του αναλογικού σήματος μετά το βαθυπερατό φιλτράρισμα	7-16
7.20. Φάσμα του ψηφιακού σήματος που λαμβάνεται στο δέκτη	7-17
7.21. Διάγραμμα αστερισμού των MQAM συμβόλων του σήματος λήψης για SNR=5 και 15 dB	7-18
7.22. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διαφορετικά μήκη ζεύξης	7-19
7.23. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διάφορες τιμές της παραμέτρου g που χαρακτηρίζει το WOFDM σύστημα	7-20
7.24. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διαφορετικά κυματίδια	7-21
7.25. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διαφορετικές τάξεις διαμόρφωσης	7-22
7.26. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διαφορετικό αριθμό συμβόλων προσομοίωσης	7-23

7.27. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διαφορετικές τιμές του παράγοντα υπερδειγματοληψίας	7-24
7.28. Σύγκριση των WOFDM και OFDM ως προς τη μέγιστη απόσταση μετάδοσης	7-25
7.29. Σύγκριση των WOFDM και OFDM ως προς τη μέγιστη απόσταση μετάδοσης για διάφορες τιμές του	7-26

Κατάλογος Συντμήσεων

A/D	Analog to digital
AC	Alternating current
ADSL	Asymmetric digital subscriber line
AMI	Advanced metering infrastructure
AWGN	Additive white Gaussian noise
BEP	Bit error probability
CENELEC	European committee for electrotechnical standardization
CA	Approximation coefficients
CD	Detail coefficients
CP	Cyclic prefix
CPD	Cumulative probability distribution
CWT	Continuous wavelet transform
DSL	Digital subscriber line
DFT	Discrete Fourier transform
DTWT	Discrete time wavelet transform
DWMT	Discrete wavelet multitone
DWT	Discrete wavelet transform
FIR	Finite impulse response
FFT	Fast Fourier transform
GI	Guard interval
GSM	Global system for mobile communications
GPRS	General packet radio service
HF	High frequency
HPF	High-pass filter
ICI	Intercarrier interference
IDFT	Inverse discrete Fourier transform
IFFT	Inverse fast Fourier transform
IP	Internet protocol
ISI	Intersymbol interference
LPF	Low-pass filter
LV	Low voltage
MCM	Multicarrier modulation
MF	Medium frequency
MMSE	Minimum mean square estimate
MQAM	Multiple quadrature amplitude modulation
MTL	Multiconductor transmission line
MV	Medium voltage
NB-PLC	Narrowband power line communications
NBI	Narrowband interference

OFDM	Orthogonal frequency division multiplexing
PAR	Peak to average ratio
PLC	Power line communications
PR	Perfect reconstruction
PSD	Power spectrum density
QMF	Quadrature mirror filter
RF	Radio frequency
RFI	Radio frequency ingress
SG	Smart Grid
SNR	Signal to noise ratio
STFT	Short-time Fourier transform
WB-PLC	Wideband power line communications
WOFDM	Wavelet OFDM
WPT	Wavelet packet transform
ΗΔ	Ηλεκτρικό δίκτυο
ΗΜ	Ηλεκτρομαγνητικός
ΜΤ	Μέση τάση
ΥΤ	Υψηλή τάση
ΧΤ	Χαμηλή τάση

Κεφάλαιο 1: Smart Grid – Narrowband Power Line Communications

Τα τελευταία χρόνια η τεχνολογία του Smart Grid (SG) αποτελεί βασικό χαρακτηριστικό των μελλοντικών ενεργειακών στρατηγικών. Το SG, ή άλλως το ευφυές δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, ορίζεται ως εκείνο το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας που συνδυάζει με ευφυή τρόπο τις ενέργειες όλων των χρηστών που είναι συνδεδεμένοι σε αυτό (παραγωγών, καταναλωτών ή εκείνων που επιτελούν και τους δύο ρόλους) ώστε να παρέχει με αποδοτικό, αξιόπιστο, φθηνό και ασφαλή τρόπο ηλεκτρική ισχύ ή πληροφορία. Αν και έχουν διατυπωθεί και άλλοι ορισμοί για το SG, υπάρχει συμφωνία στο ότι το SG βασίζεται σε καινοτόμα προϊόντα και υπηρεσίες συνδυασμένα με έξυπνες τεχνολογίες παρακολούθησης, ελέγχου, επικοινωνιών και αυτοδιόρθωσης με τους ακόλουθους ενδεικτικούς στόχους:

- Τη βελτίωση της διασύνδεσης και λειτουργίας των παραγωγών (διαφορετικών μεγεθών και τεχνολογιών)
- Τη δυνατότητα των καταναλωτών να συμμετέχουν στη βελτιστοποίηση της λειτουργίας του δικτύου, μειώνοντας την κατανάλωσή τους και αξιοποιώντας τον ανταγωνισμό
- Περισσότερη πληροφόρηση των καταναλωτών, δυνατότητα απομακρυσμένου ελέγχου και επιλογής παρόχου
- Σημαντική μείωση της επίπτωσης του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας στο περιβάλλον
- Υψηλά επίπεδα αξιοπιστίας παροχής και ασφάλειας

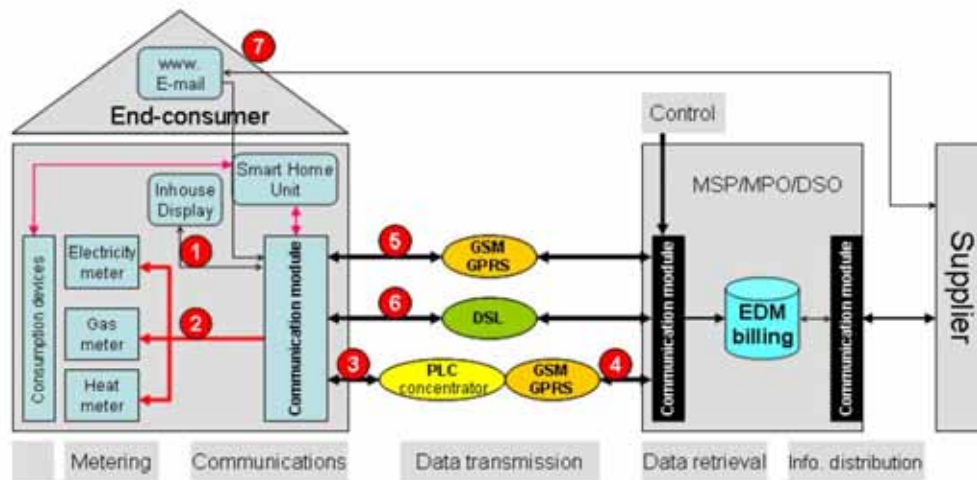
1.1. Ο ρόλος των τηλεπικοινωνιών στην αρχιτεκτονική του SG

Σε τέτοια δίκτυα, όπου η ηλεκτρική ενέργεια και η πληροφορία ρέουν αμφίδρομα, οι τηλεπικοινωνίες παίζουν σημαντικό ρόλο. Αρκετά προγράμματα (projects) έχουν ξεκινήσει τα τελευταία χρόνια με στόχο την πραγματοποίηση του SG. Ένα τέτοιο project, το DLC+VIT4IP (<http://www.dlc-vit4ip.org/wb/>) χρηματοδοτούμενο από την Ευρωπαϊκή Επιτροπή, αναπτύσσει και ελέγχει τη λειτουργία μιας υποδομής narrowband power line communications (NB-PLC) υψηλής ταχύτητας που χρησιμοποιεί το IP για να υποστηρίξει υπάρχουσες εφαρμογές επικοινωνιών και να επεκτείνει νέες. Το πρωτόκολλο IP είναι ιδιαίτερος ελκυστικό αφού χρησιμοποιείται ήδη για την επίβλεψη και τον έλεγχο εφαρμογών στον τομέα της ενέργειας (για διαχείριση της ζήτησης, τον έλεγχο της διασπαρμένης παραγωγής και την ενσωμάτωση πελατών).

Το SG αποτελεί περισσότερο μία εξέλιξη και λιγότερο μία επανάσταση. Οι συγγραφείς του [24] αναγνωρίζουν έξι βασικές προτεραιότητες κατά την υλοποίηση του SG:

1. Εξελιγμένη υποδομή μέτρησης (Advanced Metering Infrastructure)
2. Απόκριση στη ζήτηση (Demand Response)
3. Ηλεκτρικά οχήματα
4. Παρακολούθηση και έλεγχο των συνθηκών που επικρατούν σε ευρείες περιοχές
5. Διαχείριση διασπαρμένων ενεργειακών πόρων και συστημάτων αποθήκευσης
6. Διαχείριση δικτύου διανομής

Από το πρώτο ακόμη βήμα κατά τη διαδικασία υλοποίησης του SG είναι εμφανής ο ρόλος των τηλεπικοινωνιών στην αρχιτεκτονική που αναπτύσσεται. Ένα γενικό σύστημα Advanced Metering Infrastructure φαίνεται στο Σχήμα 1.



Σχήμα 1.1. Γενική αρχιτεκτονική ενός συστήματος AMI με τις διεπαφές επικοινωνιών
 MSP: Metering Service Provider, MPO: Metering Point Operator,
 DSO: Distribution System Operator

Στο Σχήμα 1.1 η πλατφόρμα επικοινωνιών συνδέει τις εγκαταστάσεις της εταιρείας ηλεκτρισμού με τους πελάτες της. Ο πελάτης στο σχήμα αυτό είναι ένας οικιακός καταναλωτής. Εν γένει θα μπορούσε να ανήκει σε άλλες κατηγορίες, όπως επιχειρήσεις, συγκροτήματα κτιρίων, εργοστάσια, διαχειριστές υπαίθριων χώρων κ.ά. Επίσης, στο ίδιο σχήμα εμφανίζονται οι τεχνολογίες επικοινωνιών που εξετάζονται στα διάφορα projects.

Οι τεχνολογίες του SG συνεχίζουν να εξελίσσονται και οι μελλοντικές εφαρμογές θα οδηγήσουν πιθανώς στην αύξηση και την ποιοτική διαφοροποίηση των τηλεπικοινωνιακών προδιαγραφών. Συγκεκριμένες λειτουργίες όπως το AMI μπορούν να ανεχθούν υψηλή καθυστέρηση (λεπτά ή και ώρες) και μεγάλο χρόνο επαναφοράς από αστοχίες (ώρες). Άλλες λειτουργίες όμως, όπως οι εφαρμογές ελέγχου και αυτοματισμού, είναι περισσότερο ευαίσθητες στις παραμέτρους αυτές. Τα κριτήρια επίδοσης που χρησιμοποιούνται για την αξιολόγηση των επικοινωνιακών λύσεων για το SG και πρέπει να εξετάζονται είναι τα ακόλουθα: απόδοση (throughput), καθυστέρηση, ασφάλεια, αξιοπιστία, δυνατότητα αυτοδιόρθωσης, ευκολία συντήρησης, διαλειτουργικότητα (τήρηση των standards), δυνατότητα επέκτασης, το ποσό πλεονάζουσας πληροφορίας που πρέπει να προστεθεί (redundancy), κ.ά.

1.2. Τεχνολογίες πρόσβασης στις επικοινωνίες του SG

Είναι δύσκολο να γίνει ενδελεχής σύγκριση όλων των τηλεπικοινωνιακών τεχνικών που συμμετέχουν στην υλοποίηση του SG για δύο λόγους. Αρχικά, κάθε τεχνική έχει συγκεκριμένα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Για παράδειγμα, με την οπτική ίνα έχουν αντιμετωπιστεί σχεδόν όλα τα τεχνικά προβλήματα (ρυθμός μετάδοσης, καθυστέρηση, απόσταση κάλυψης) αλλά το πολύ υψηλό κόστος εγκατάστασης την καθιστά μη επιλέξιμη

για την επίτευξη του smart metering. Δεύτερον, η σχεδίαση ενός δικτύου επικοινωνιών εξαρτάται δραστικά από την τοπολογία του ηλεκτρικού δικτύου (ΗΔ) και την κατανομή των ενεργειακών κόμβων. Στον Πίνακα 1.1 παρουσιάζονται τα βασικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των εναλλακτικών τηλεπικοινωνιακών τεχνολογιών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τις επικοινωνίες του SG.

Τεχνική	Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
GSM/GPRS	<ul style="list-style-type: none"> • Ευκολία στη χρήση • Μικρό κόστος modem • Ωριμη τεχνική 	<ul style="list-style-type: none"> • Εξάρτηση από τρίτες εταιρίες • Περιορισμοί στην τοποθέτηση των πομποδεκτών • Περιορισμένο εύρος ζώνης • Αδυναμία επέμβασης στην περίπτωση προβλήματος • Μεγάλο ρίσκο υπερφόρτωσης από ιδιώτες αν εμφανιστεί πρόβλημα σε αστικό κέντρο
Narrowband PLC (NB-PLC)	<ul style="list-style-type: none"> • Υπάρχουσα υποδομή • Καθολική παρουσία του μέσου μετάδοσης της πληροφορίας • Ανεξαρτησία από τρίτους • Αξιοπιστία επικοινωνιών ίδια με την αξιοπιστία της ηλεκτρικής ισχύος • Πρόσφατα επικαιροποιημένο πρότυπο 	<ul style="list-style-type: none"> • Επίδοση εξαρτώμενη από τη στιγμιαία κατάσταση του διαύλου • Γρήγορες μεταβολές στη συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου • Μοιραζόμενος δίαυλος λόγω ταυτόχρονης μεταφοράς ηλεκτρικής ισχύος και πληροφορίας
Wideband PLC (WB-PLC)	<ul style="list-style-type: none"> • Υψηλή απόδοση • Υπάρχουσα υποδομή • Ανεξαρτησία από τρίτους • Πρόσφατο πρότυπο 	<ul style="list-style-type: none"> • Ηλεκτρομαγνητικές διαταραχές από άλλες υπηρεσίες • Δυνατότητα κάλυψης μικρών αποστάσεων • Μοιραζόμενος δίαυλος λόγω ταυτόχρονης μεταφοράς ηλεκτρικής ισχύος και πληροφορίας
DSL	<ul style="list-style-type: none"> • Υψηλός ρυθμός μετάδοσης • Μέσο χρησιμοποιούμενο αποκλειστικά για τη μετάδοση πληροφορίας 	<ul style="list-style-type: none"> • Ελλιπής κάλυψη αγροτικών περιοχών • Εξάρτηση από τρίτους
Satellite	<ul style="list-style-type: none"> • Γρήγορη υλοποίηση • 100% κάλυψη, ακόμα και σε δυσπρόσιτες περιοχές 	<ul style="list-style-type: none"> • Υψηλή καθυστέρηση μετάδοσης • Εξάρτηση από τρίτους • Υψηλό κόστος

Πίνακας 1.1. Σύγκριση πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων εναλλακτικών τεχνολογιών για τις επικοινωνίες στο SG

Η τεχνολογία Power Line Communications (PLC) αποτελεί τη λύση που προτιμούν οι εταιρείες ηλεκτρισμού στα διάφορα projects για την υλοποίηση του SG. Η υποδομή για την τεχνολογία αυτή ανήκει στις ίδιες τις εταιρείες με αποτέλεσμα να έχουν πλήρη πρόσβαση και έλεγχο επί του τηλεπικοινωνιακού μέσου. Η τεχνολογία PLC παρέχει ένα φθινό και αξιόπιστο τρόπο παροχής νέων, ευφυών εφαρμογών από και προς το τελευταίο κομμάτι (last mile) του δικτύου διανομής. Μπορούν να λειτουργήσουν τόσο στη χαμηλή τάση (XT), επιτρέποντας την πρόσβαση σε οικιακούς ή μικρούς καταναλωτές, όσο και στη μέση τάση (MT), που απευθύνεται σε μεγαλύτερους καταναλωτές/παραγωγούς που πιθανώς να βρίσκονται και σε μεγαλύτερες αποστάσεις από τις εγκαταστάσεις της εταιρείας ηλεκτρικής ενέργειας. Οι PLC στενής ζώνης (NB-PLC) προσφέρουν μικρότερους ρυθμούς μετάδοσης σε σχέση με τις ευρυζωνικές PLC (WB-PLC) λόγω μικρότερου διαθέσιμου εύρους ζώνης. Οι μικρότεροι ρυθμοί μετάδοσης όμως επιτρέπουν τη μετάδοση της πληροφορίας σε μεγαλύτερη απόσταση μέχρι να απαιτηθεί επαναλήπτης που θα αναγεννήσει το σήμα. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται η μετάδοση στην ίδια από-άκρο-σε-άκρο απόσταση με σημαντικά μικρότερο κόστος, αφού χρησιμοποιείται μικρότερος αριθμός επαναληπτών.

1.3. Προγράμματα βασισμένα στην τεχνολογία των Narrowband PLC

- PRIME (PowerLine Intelligent Metering Evolution)

Η εργασία αυτή αναπτύσσει τα τεχνικά χαρακτηριστικά ενός standard για modems στις PLC στη XT. Πρόκειται για μια ανοικτή, δημόσια αρχιτεκτονική επικοινωνιών με στόχο να καταστήσει εφικτή την ανάπτυξη του SG. Ο μέσος ρυθμός μετάδοσης είναι 70 kbps και ο μέγιστος 120 kbps χρησιμοποιώντας εύρος ζώνης 47.363 kHz στις υψηλές συχνότητες της CENELEC A-Band (42 – 89 kHz περίπου).

- REMPLI (Real-Time Energy Management over Power-Lines and Internet)

Στο πρόγραμμα αυτό αναπτύσσεται ένα σύστημα τριών επιπέδων:

- Το πρώτο επίπεδο αφορά στο δίκτυο XT και καλύπτει ομάδες καταναλωτών ενέργειας. Συνδέει τους κόμβους REMPLI που είναι συνήθως εγκατεστημένοι στο χώρο του καταναλωτή. Οι κόμβοι αυτοί αποτελούν τους συζεύκτες μεταξύ του εξυπηρετούμενου εξοπλισμού (μετρητές και αισθητήρες) και της υποδομής των PLC. Στα σημεία όπου η XT μετασχηματίζεται σε MT τοποθετούνται γέφυρες (bridges) REMPLI.
- Το δεύτερο τμήμα αφορά στη MT και συνδέεται από τη μία πλευρά με γέφυρες REMPLI στη XT και από την άλλη πλευρά με σημεία πρόσβασης (access points) REMPLI. Αυτά βρίσκονται στους μετασχηματιστές ΥΤ/ΜΤ. Τα σημεία πρόσβασης αποτελούν πύλες μεταξύ του ΗΔ και της υποδομής που βασίζεται στο IP.
- Το τρίτο τμήμα είναι το δίκτυο που βασίζεται στο IP και εκκινεί από τους υποσταθμούς με μετασχηματιστές ΥΤ/ΜΤ. Το δίκτυο αυτό συνδέει τους εξυπηρετητές (servers) εφαρμογών στην υποδομή του REMPLI.

➤ G3 PLC

Στόχος του G3 PLC είναι η ανάπτυξη ενός standard για PLC modems βάσει των προδιαγραφών που θέτει η Electricite Réseau Distribution France (ERDF). Η σχεδίαση γίνεται για τα δίκτυα MT και XT και αφορά εφαρμογές SG και αυτόματης διαχείρισης μετρητών (Automatic Meter Management). Οι προδιαγραφές στο φυσικό στρώμα αναφέρονται σε modems που λειτουργούν στο εύρος συχνοτήτων από 35.9 έως 90.6 kHz με δυνατότητα επέκτασης μέχρι τα 480 kHz. Ο ρυθμός δεδομένων που έχει επιτευχθεί στο φυσικό στρώμα φθάνει τα 32 kbps.

Και οι τρεις λύσεις που περιγράφονται ανωτέρω βασίζονται στη διαμόρφωση OFDM. Αυτό προσδίδει στην τεχνολογία PLC σχετικά υψηλό ρυθμό μετάδοσης, χαμηλό κόστος και ανεξαρτησία από τρίτους, και άρα ένα ανταγωνιστικό πλεονέκτημα σε σύγκριση με άλλες τεχνολογίες πρόσβασης. Έχουν ξεκινήσει, επίσης, πρωτοβουλίες για την επίτευξη της διαλειτουργικότητας μεταξύ των τριών συστημάτων που παρουσιάστηκαν, χαρακτηριστικό που αποτελεί προϋπόθεση για την υλοποίηση ενός προγράμματος μεγάλης κλίμακας. Συγκεκριμένα, τα REMPLI και G3 PLC ερευνούν θέματα που αφορούν τη διαλειτουργικότητά τους με το PRIME. Εντούτοις, στην παρούσα φάση οι τεχνολογίες PLC δεν μπορούν να παρέχουν την αξιοπιστία, την ποιότητα υπηρεσίας, την ασφάλεια και τη διαλειτουργικότητα που απαιτούνται για εφαρμογές υψηλών απαιτήσεων. Ο κύριος περιορισμός είναι ότι δεν έχουν σχεδιαστεί εξ αρχής για τη μετάδοση IP αποκλειστικά, που όμως αποτελεί το πρωτόκολλο που απαιτείται όλο και περισσότερο στις επικοινωνίες των εταιριών ηλεκτρικής ενέργειας. Επίσης, οι απαιτήσεις ασφάλειας έχουν διερευνηθεί σε πολύ βασικό επίπεδο. Τέλος, οι υπάρχουσες τεχνολογίες PLC απαιτούν περαιτέρω έρευνα για να καθοριστεί πλήρως η επικεφαλίδα που απαιτείται για τη δρομολόγηση και τον έλεγχο της ορθότητας των πακέτων, να προστεθούν λειτουργίες πραγματικού χρόνου (που απαιτούν πολύ μικρή καθυστέρηση μετάδοσης) και να επιτευχθούν υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης.

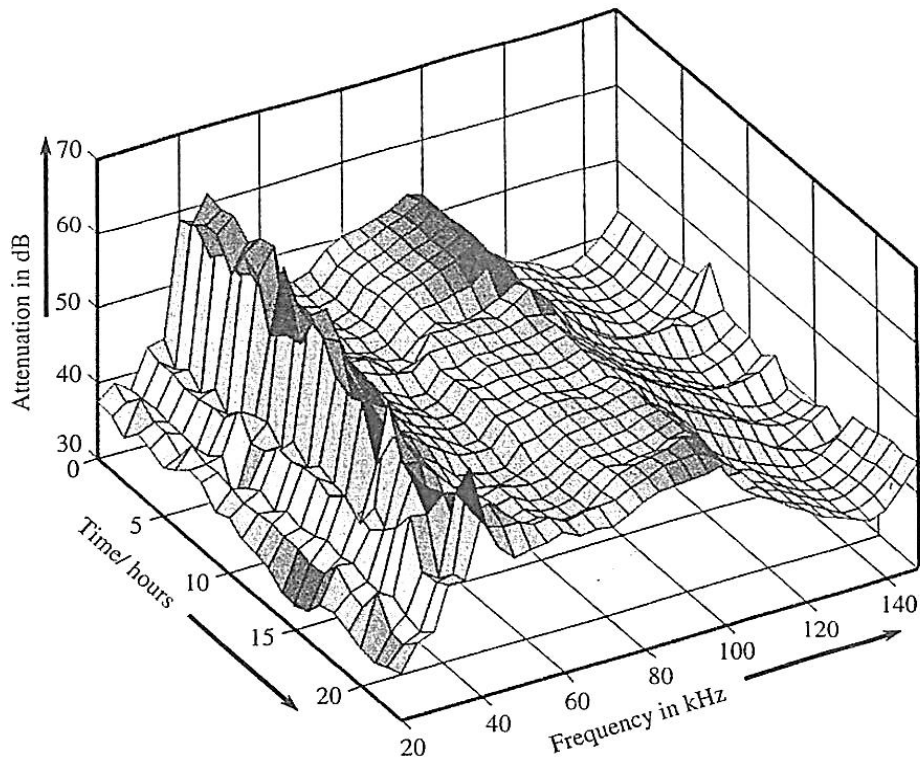
Για να ενσωματωθεί το IP στις narrowband PLC υψηλής ταχύτητας πρέπει να διερευνηθούν τα ακόλουθα ζητήματα ώστε να επιτευχθεί υψηλή απόδοση και διαφανής για το χρήστη λειτουργία:

- Οι υπάρχουσες τεχνολογίες PLC κατασκευάζονται ειδικά για να ανταποκρίνονται σε συγκεκριμένες τοπολογίες δικτύων, εφαρμογές και πρωτόκολλα ώστε να επιτύχουν υψηλή απόδοση και μείωση του κόστους. Για να γίνουν συμβατές με τις υπάρχουσες και μελλοντικές υπηρεσίες του SG θα πρέπει να χρησιμοποιούν τη στοίβα πρωτοκόλλων IP.
- Τα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα που στηρίζονται στην τεχνολογία PLC αντιμετωπίζουν ένα δυσμενές και ασταθές περιβάλλον διάδοσης. Συνεπώς, πρέπει να αναβαθμιστούν οι κόμβοι του ΗΔ για να είναι σε θέση να αντιμετωπίζουν τις δυσκολίες που εισάγει ο δίαυλος και να προσαρμόζονται στις εκάστοτε συνθήκες. Επίσης, πρέπει να προστεθούν σε αυτούς χαρακτηριστικά που ενισχύουν τη βιωσιμότητα του συστήματος στις περιπτώσεις όπου κάποιοι κόμβοι είναι προσωρινά μη προσπελάσιμοι.

- Πρέπει να υλοποιηθούν κατάλληλοι μηχανισμοί ασφάλειας για την προστασία του δικτύου PLC το οποίο είναι εγκατεστημένο επί του ΗΔ.
- Για να χρησιμοποιηθεί το δίκτυο PLC για τον έλεγχο της συμπεριφοράς του ΗΔ σε ιδιάζουσες περιπτώσεις ή για βοηθητικές διεργασίες (έλεγχος τάσης, ισχύος, συχνότητας) πρέπει οι εφαρμογές που χρησιμοποιούνται να λαμβάνουν τα αναγκαία δεδομένα εγκαίρως και να μπορούν να αντιδρούν σε αυτά ταχέως. Συνεπώς, το τηλεπικοινωνιακό σύστημα πρέπει να είναι (σχεδόν) πραγματικού χρόνου.
- Η δυνατότητα αλλαγής τηλεπικοινωνιακού καναλιού χωρίς απώλεια της ζεύξης ή η online επιλογή των εναλλακτικών δρομολογήσεων είναι ιδέες που μπορούν να αυξήσουν την αξιοπιστία του συστήματος, με κόστος όμως την αποστολή πλεονάζουσας πληροφορίας.
- Πρέπει να αναπτυχθούν εξελιγμένα μοντέλα για το δίαυλο και το δίκτυο που θα αποτελέσουν τη βάση για τη μελέτη της απόδοσης μεγάλων δικτύων. Αυτό θα βοηθήσει επίσης τον καθορισμό των απαιτήσεων από το σύστημα επικοινωνιών και τη βελτίωση της σχεδίασης.

1.4. Το περιβάλλον μετάδοσης NB-PLC

Οι ιδιότητες του διαύλου μετάδοσης που συνιστούν οι γραμμές ηλεκτρικής ενέργειας εξαρτώνται σημαντικά από τη συχνότητα. Αυτό συμβαίνει λόγω της σχέσης μεταξύ του μήκους κύματος του εγχεόμενου RF σήματος και του φυσικού μήκους της γραμμής. Η σχέση αυτή αποτελεί τη βασική παράμετρο που καθορίζει την πιθανή επίδραση ανακλώμενων σημάτων στο επιθυμητό σήμα. Οι ανακλάσεις δημιουργούνται από σήματα που φθάνουν σε ατελώς προσαρμοσμένες γραμμές και μέρος τους ανακλάται. Το πρότυπο CENELEC EN 50065 περιορίζει τα σήματα που μεταδίδονται στην τεχνολογία narrowband PLC στο δίκτυο χαμηλής τάσης στις συχνότητες 3 έως 148.5 kHz. Όταν το εύρος συχνοτήτων περιορίζεται στα 150 kHz με μήκος κύματος λ της τάξης του 1 km, απαιτούνται διαφορές στο μήκος διάδοσης $\lambda/2$ (δηλαδή περίπου 500 m) ή πολλαπλάσια αυτού για να δημιουργηθούν βαθιά βυθίσματα στην απόκριση συχνότητας, ενδεχόμενο που δε συμβαίνει συχνά. Λόγω όμως της μικρότερης εξασθένησης στις χαμηλότερες συχνότητες διατηρούνται πολλαπλές ανακλάσεις δημιουργώντας ένα ελαφρύ βύθισμα στη συνάρτηση μεταφοράς. Η εξασθένιση που εισάγει ο δίαυλος μετάδοσης στο επιθυμητό σήμα εξαρτάται από τη συχνότητα, το μήκος της διαδρομής αλλά και τη χρονική στιγμή μέτρησης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.2.



Σχήμα 1.2. Η εξασθένιση του διαύλου narrowband PLC ως συνάρτηση του χρόνου και της συχνότητας στη ζώνη των 20 - 140 kHz

Από πειραματικά δεδομένα που καταγράφηκαν τις προηγούμενες δεκαετίες, παρατηρήθηκε ένα σταθερό, έντονο βύθισμα της συνάρτησης μεταφοράς στις συχνότητες κοντά στα 50-60 kHz. Αυτό δεν μπορεί να προέρχεται από ανακλάσεις, οι οποίες μπορούν να δημιουργήσουν μόνο μικρά βυθίσματα, όπως προαναφέρθηκε. Επομένως, οι ερευνητές κατέληξαν στο ότι είναι αποτέλεσμα συντονισμού που δημιουργούν ορισμένα τμήματα συσκευών που είναι συνδεδεμένες στις γραμμές ηλεκτρικής ενέργειας. Κατά τη μετάδοση δεδομένων η επίδραση τέτοιων βυθισμάτων πρέπει να μελετάται προσεκτικά, ώστε να χρησιμοποιούνται σχήματα διαμόρφωσης που είναι ανθεκτικά στην επιλεκτική ως προς τη συχνότητα εξασθένιση. Η ζεύξη πρέπει να παραμένει ενεργή ακόμα και όταν σχετικά μεγάλα εύρη συχνοτήτων είναι προσωρινά ακατάλληλα για μετάδοση. Στο Σχήμα 1.2 η εξασθένιση μειώνεται όσο αυξάνεται η συχνότητα, ειδικά στο εύρος 120-140 kHz. Η παρατήρηση αυτή έρχεται σε αντίθεση με την αναμενόμενη συμπεριφορά της γραμμής, δηλαδή η εξασθένιση να αυξάνεται με την αύξηση της συχνότητας. Το παράδοξο αυτό φαινόμενο οφείλεται στη λεγόμενη αντίσταση πρόσβασης (access impedance). Στο εύρος των HF η αντίσταση πρόσβασης κυριαρχείται από τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής. Έτσι, η γραμμή παρουσιάζει την αναμενόμενη συμπεριφορά. Στις χαμηλές συχνότητες, ωστόσο, σημαντικό ρόλο παίζουν οι αντιστάσεις των συνδεδεμένων φορτίων. Δηλαδή οι RF ιδιότητες των ιδίων των γραμμών είναι σχεδόν αμελητέες σε σύγκριση με την επίδραση των συνδεδεμένων συσκευών.

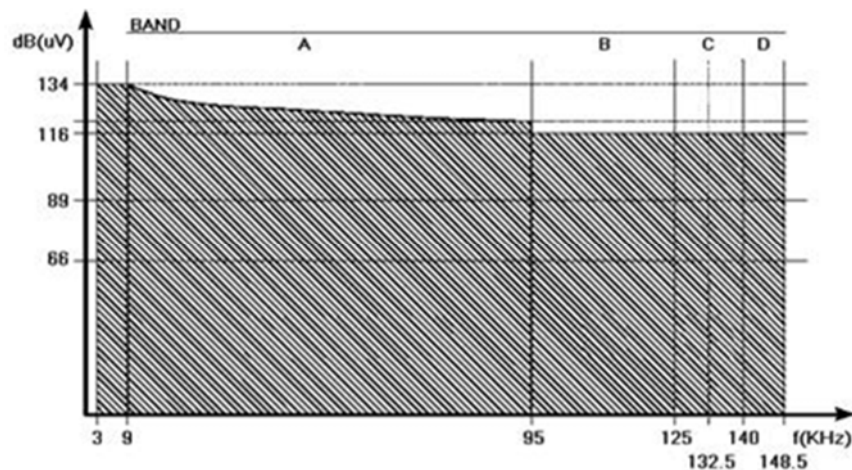
Εκτός από την εξασθένιση των γραμμών, υπάρχουν άλλες δύο σημαντικοί παράγοντες που επηρεάζουν τη διάδοση PLC σημάτων. Αρχικά, ο θόρυβος του καναλιού των PLC έχει

ασυνήθιστα χαρακτηριστικά και τα επίπεδά του μπορεί να γίνουν ιδιαίτερα υψηλά σε ορισμένες περιπτώσεις. Δεύτερον, πρέπει να ληφθεί υπόψη η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή που πιθανόν προκαλείται από τον εξοπλισμό PLC σε άλλους χρήστες του RF φάσματος. Τα σημαντικά μεγέθη που καθορίζονται από τα πρότυπα και τους κανονισμούς είναι η μέγιστη ισχύς εκπομπής και οι επιτρεπόμενες ζώνες συχνοτήτων. Ο προσεκτικός καθορισμός των παραμέτρων αυτών αποσκοπεί στη μείωση ή την εξάλειψη της παρεμβολής σε άλλες τηλεπικοινωνιακές υπηρεσίες και την αποτροπή της επιβάρυνσης του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος.

Το πρότυπο CENELEC EN 50065 χωρίζει το εύρος ζώνης 3 – 148.5 kHz σε τέσσερις ζώνες, η κάθε μία εκ των οποίων διατίθεται σε διαφορετικές υπηρεσίες:

- CENELEC A Band (3 – 95 kHz): Λειτουργίες των παρόχων ηλεκτρικής ενέργειας
- CENELEC B Band (95 – 125 kHz): Όλες οι εφαρμογές. Δεν απαιτείται πρωτόκολλο πρόσβασης.
- CENELEC C Band (125 – 140 kHz): Για συστήματα οικιακών δικτύων με υποχρεωτική χρήση του πρωτοκόλλου CSMA/CA.
- CENELEC D Band (140 – 148.5 kHz): Συστήματα συναγερμού και ασφάλειας. Δεν απαιτείται πρωτόκολλο πρόσβασης.

Το πρότυπο καθορίζει επίσης τα επιτρεπτά όρια εκπομπής ανάλογα με τη συχνότητα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3.



Σχήμα 1.3. Επιτρεπτά όρια εκπομπής στις ζώνες CENELEC, όπως καθορίζονται από το πρότυπο EN 50065

Στην παρούσα εργασία μελετείται η τεχνολογία NB-PLC στη MT. Ελλείπει, όμως, προτύπου της CENELEC για τη MT, θεωρείται ότι το εύρος ζώνης αυτών ταυτίζεται με εκείνο των NB-PLC στη XT, δηλαδή 3 έως 148.5 kHz.

Κεφάλαιο 2: Συνάρτηση Μεταφοράς Εναέριων Γραμμών Μέσης Τάσης

Η μελέτη της συνάρτησης μεταφοράς των γραμμών ΜΤ είναι αναγκαία ώστε να διερευνηθεί με ποιον τρόπο επιδρά η γραμμή μεταφοράς ως δίαυλος μετάδοσης στο μεταδιδόμενο σήμα. Η διάδοση των RF κυμάτων στις εναέριες γραμμές είναι ανεξάρτητη της μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας, που πραγματοποιείται στα 50 ή 60 Hz. Ένα τηλεπικοινωνιακό σήμα στα 500 kHz με μήκος κύματος 600 m αντιλαμβάνεται τις γραμμές ενός τυπικού συστήματος διανομής ως ηλεκτρικά μεγάλες (electrically long). Συνεπώς, η ανάλυση που ακολουθείται διαφέρει από αυτήν που ακολουθείται για την ηλεκτρική ισχύ, η οποία βλέπει πάντα το δίκτυο ως ηλεκτρικά μικρό (electrically short). Στη θεωρία των γραμμών μεταφοράς, μια γραμμή μεταφοράς περιγράφεται μέσω διαδοχής απείρων μικρών τμημάτων. Οι ιδιότητες των γραμμών μεταφοράς περιγράφονται μέσω των κατανεμημένων παραμέτρων της γραμμής.

Η συνάρτηση μεταφοράς ή απόκριση συχνότητας μιας προσαρμοσμένης στα άκρα της γραμμής προσδιορίζεται απευθείας από τη μιγαδική σταθερά διάδοσης γ . Η τάση $V(L)$ σε απόσταση L από την πηγή συνδέεται με την τάση της πηγής $V(0)$ μέσω της σχέσης:

$$V(L) = H(f)V(0) \quad (2.1)$$

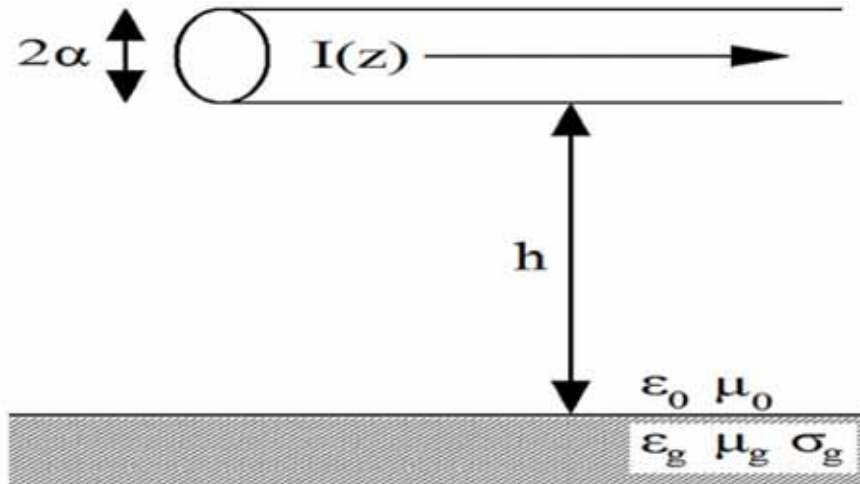
όπου

$$H(f) = e^{-\gamma(f)L} = e^{-\alpha(f)L} e^{-j\beta(f)L} \quad (2.2)$$

είναι η συνάρτηση μεταφοράς της γραμμής. Η ειδική απόσβεση $\alpha(f)$ (πραγματικό μέρος της μιγαδικής σταθεράς διάδοσης) σχετίζεται με τη μείωση της ισχύος του σήματος κατά τη διάδοσή του μέσω της γραμμής. Η σταθερά φάσης $\beta(f)$ (φανταστικό μέρος αντιστοίχως) σχετίζεται με τη στροφή φάσης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος κατά τη διάδοσή του. Η συνάρτηση μεταφοράς προσδιορίζεται άμεσα όταν είναι γνωστή η μιγαδική σταθερά διάδοσης.

2.1. Υπολογισμός μιγαδικής σταθεράς διάδοσης τέλειου αγωγού υπεράνω ατελούς εδάφους

Η γεωμετρία του προβλήματος απεικονίζεται στο Σχήμα 2.1.



Σχήμα 2.1. Λεπτός, τέλειος αγωγός πάνω από επίπεδο ατελές έδαφος

Τα μεγέθη που εμφανίζονται στο Σχήμα 2.1 είναι τα ακόλουθα:

- a : ακτίνα εναέριου αγωγού
- h : ύψος στο οποίο είναι τοποθετημένος ο αγωγός σε σχέση με το έδαφος
- ϵ_0 : διηλεκτρική επιτρεπτότητα του κενού
- μ_0 : μαγνητική διαπερατότητα του κενού
- ϵ_g : σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα του εδάφους
- μ_g : σχετική μαγνητική διαπερατότητα του εδάφους
- σ_g : ηλεκτρική αγωγιμότητα του εδάφους

Ο τέλειος αγωγός τοποθετείται σε περιβάλλον ελευθέρου χώρου υπεράνω της ατελούς, επίπεδης, γήινης επιφάνειας. Άξονας διάδοσης του ΗΜ κύματος θεωρείται ο άξονας z .

Το 1926 ο Carson δημοσίευσε την πρώτη λύση στο πρόβλημα της εύρεσης της μιγαδικής σταθεράς διάδοσης βασιζόμενος στις ακόλουθες υποθέσεις:

- Η μιγαδική σταθερά διάδοσης γ δε διαφέρει σημαντικά στον αέρα σε σχέση με το εσωτερικό του αγωγού. Επομένως, η εξίσωση Laplace (βάσει της οποίας προκύπτει το δυναμικό σε χώρους ελεύθερους από ηλεκτροστατικά φορτία) μπορεί να αντικατασταθεί από τη δισδιάστατη κυματική εξίσωση στον αέρα.
- Τα ρεύματα μετατόπισης στην επιφάνεια του εδάφους θεωρούνται αμελητέα.
- Η επίδραση της αγωγιμότητας του εδάφους στην ανά μονάδα μήκους εγκάρσια αγωγιμότητα του αγωγού (που περιγράφει τις απώλειες διάδοσης κατά την εγκάρσια διεύθυνση), Y , είναι επίσης αμελητέα.

Ο Carson προσδιόρισε έτσι τη μιγαδική σταθερά διάδοσης μέσω των σχέσεων:

$$\gamma = k_0 \sqrt{1 - \frac{J_c}{\ln(2h/a)}} \quad (2.3)$$

$$J_c = \frac{2}{k_g^2} \int_0^{\infty} \left[\sqrt{\lambda^2 - k_g^2} - \lambda \right] e^{-2\lambda h} d\lambda \quad (2.4)$$

$$k_0 = 2\pi f \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} \quad k_g = 2\pi f \sqrt{\mu_g \left(\varepsilon_g - \frac{j\sigma_g}{2\pi f} \right)} \quad (2.5)$$

Η ισχύς της ανωτέρω λύσης περιορίζεται στις πολύ χαμηλές συχνότητες λόγω των υποθέσεων στις οποίες στηρίζεται. Το ολοκλήρωμα της (2.4) μπορεί να υπολογιστεί υπό μορφή σειράς, όμως η λύση παραμένει περίπλοκη. Ο Carson, ωστόσο, επισήμανε ότι σε πολλές πρακτικές περιπτώσεις οι επικρατούντες όροι της σειράς είναι πεπερασμένου πλήθους οδηγώντας σε σχετικά απλές κλειστές λύσεις.

Το 1972 ο Wait, επεκτείνοντας μία προηγούμενη εργασία του Kikuchi, έδειξε ότι η μιγαδική σταθερά διάδοσης μπορεί να εκφραστεί μέσω μιας εξίσωσης αντίστοιχης προς αυτή που περιγράφει μια γραμμή μεταφοράς δύο αγωγών, δηλαδή:

$$\gamma(f) = \sqrt{Z(f)Y(f)} = a(f) + j\beta(f) \quad (2.6)$$

όπου τα μεγέθη $Z(f)$ (ισοδύναμη ανά μονάδα μήκους διαμήκης σύνθετη αντίσταση της γραμμής) και $Y(f)$ (ισοδύναμη ανά μονάδα μήκους εγκάρσια σύνθετη αγωγιμότητα της γραμμής) είναι ισοδύναμα προς τα μεγέθη μιας δυσύρματης γραμμής μεταφοράς η οποία συμπεριφέρεται όμοια προς τη διάταξη που μελετάται. Τα μεγέθη αυτά προσδιορίζονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$Z(f) = jf\mu_0[\Lambda + 2(Q - jP)] \quad (2.7)$$

$$Y(f) = \frac{4\pi^2 jf\varepsilon_0}{\Lambda + 2(N - jM)} \quad (2.8)$$

$$\Lambda = K_0 \left[ja \sqrt{k_0^2 - \gamma^2} \right] - K_0 \left[2jh \sqrt{k_0^2 - \gamma^2} \right] \quad (2.9)$$

$$Q - jP = \int_0^{\infty} \frac{e^{-2u_0 h}}{u_0 + u_g} \cos(\lambda a) d\lambda \quad (2.10)$$

$$N - jM = \int_0^{\infty} \frac{e^{-2u_0 h}}{k_g^2 u_0 + k_0^2 u_g} \cos(\lambda a) d\lambda \quad (2.11)$$

$$u_0 = \sqrt{\lambda^2 + \gamma^2 - k_0^2} \quad u_g = \sqrt{\lambda^2 + \gamma^2 - k_g^2} \quad (2.12)$$

όπου $K_0\{\cdot\}$ είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel δευτέρου είδους μηδενικής τάξης. Τα αποτελέσματα στα οποία κατέληξε ο Wait συμφωνούν με εκείνα του Kikuchi όταν η ακτίνα του αγωγού είναι πολύ μικρότερη του μήκους κύματος. Σε αυτήν την περίπτωση μπορεί να γίνει προσέγγιση μικρού ορίσματος για τη συνάρτηση Bessel, ενώ το $\cos(\lambda a)$ που εμφανίζεται στις (2.10) και (2.11) μπορεί να τεθεί ίσο με 1.

Η προηγούμενη εργασία του Carson αποτελεί ειδική περίπτωση λύσης της (2.6). Εφόσον ισχύουν οι:

$$\left| \alpha \sqrt{k_0^2 - \gamma^2} \right| \ll 1 \quad (2.13)$$

$$\left| 2h \sqrt{k_0^2 - \gamma} \right| \ll 1 \quad (2.14)$$

$$2h \gg a \quad (2.15)$$

$$|k_0 h| \ll 1 \quad (2.16)$$

$$|k_0/k_g| \ll 1 \quad (2.17)$$

στις σχέσεις (2.7-12) είναι δυνατή η προσέγγιση μικρού ορίσματος για τη συνάρτηση Bessel, το Q-jP μπορεί να υπολογιστεί προσεγγιστικά και το N-jM μπορεί να αγνοηθεί. Με αυτές τις τρεις προσεγγίσεις το τελικό αποτέλεσμα της (2.6) προκύπτει ταυτόσημο με τη μιγαδική σταθερά διάδοσης της (2.3).

2.2. Υπολογισμός της μιγαδικής σταθεράς διάδοσης ατελούς αγωγού υπεράνω ατελούς εδάφους

Οι δύο λύσεις για τη μιγαδική σταθερά διάδοσης που αναφέρθηκαν προηγουμένως βασίζονται στην υπόθεση ότι ο αγωγός είναι τελείως αγωγίμος, κάτι το οποίο δεν ισχύει στα πραγματικά συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας. Για το γενικό πρόβλημα, στο οποίο οι γραμμές μεταφοράς των αγωγών αποτελούνται από όχι τελείως αγωγίμα υλικά, έχουν γίνει αρκετές έρευνες που ακολουθούν διαφορετικές προσεγγίσεις και παραδοχές.

Η επίλυση του προβλήματος απαιτεί την επίλυση των εξισώσεων Maxwell, λαμβάνοντας υπόψη τις οριακές συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούνται στη διεπιφάνεια μεταξύ αγωγού και αέρα. Η ακριβής λύση των εξισώσεων αυτών απαιτεί αριθμητικές μεθόδους για τον προσδιορισμό της μιγαδικής σταθεράς διάδοσης. Κάτι τέτοιο, όμως, δεν είναι εύκολο αφού υπάρχει αβεβαιότητα ως προς το σημείο εκκίνησης της επαναληπτικής διαδικασίας από την οποία θα προκύψουν τα αποτελέσματα της αριθμητικής μεθόδου. Το 1997 οι D'Amore και Sarto θεώρησαν στην εργασία τους ότι $k_w \gg k_0$ και $k_0^2 - \gamma^2 \approx 0$, κάτι που ισχύει όταν το μήκος κύματος είναι ένα μικρό κλάσμα του ύψους των καλωδίων σε σχέση με το έδαφος. Σε αυτήν την περίπτωση, η μιγαδική σταθερά διάδοσης προκύπτει μέσω των σχέσεων:

$$\gamma^2 = k_0^2 \left[\frac{2\pi z'_i (j\omega\mu_0)^{-1} + \ln(2h/a) + 2\hat{S}_{1g}(h)}{\ln(2h/a) + \hat{S}_{2g}(h)} \right] \quad (2.18)$$

$$z'_i = \frac{\omega\mu_w I_0(jk_w a)}{2\pi a k_w I_1(jk_w a)} \quad (2.19)$$

$$\hat{S}_{1g}(h) = 0.5 \ln(1 + a'^{r-1}) \quad (2.20)$$

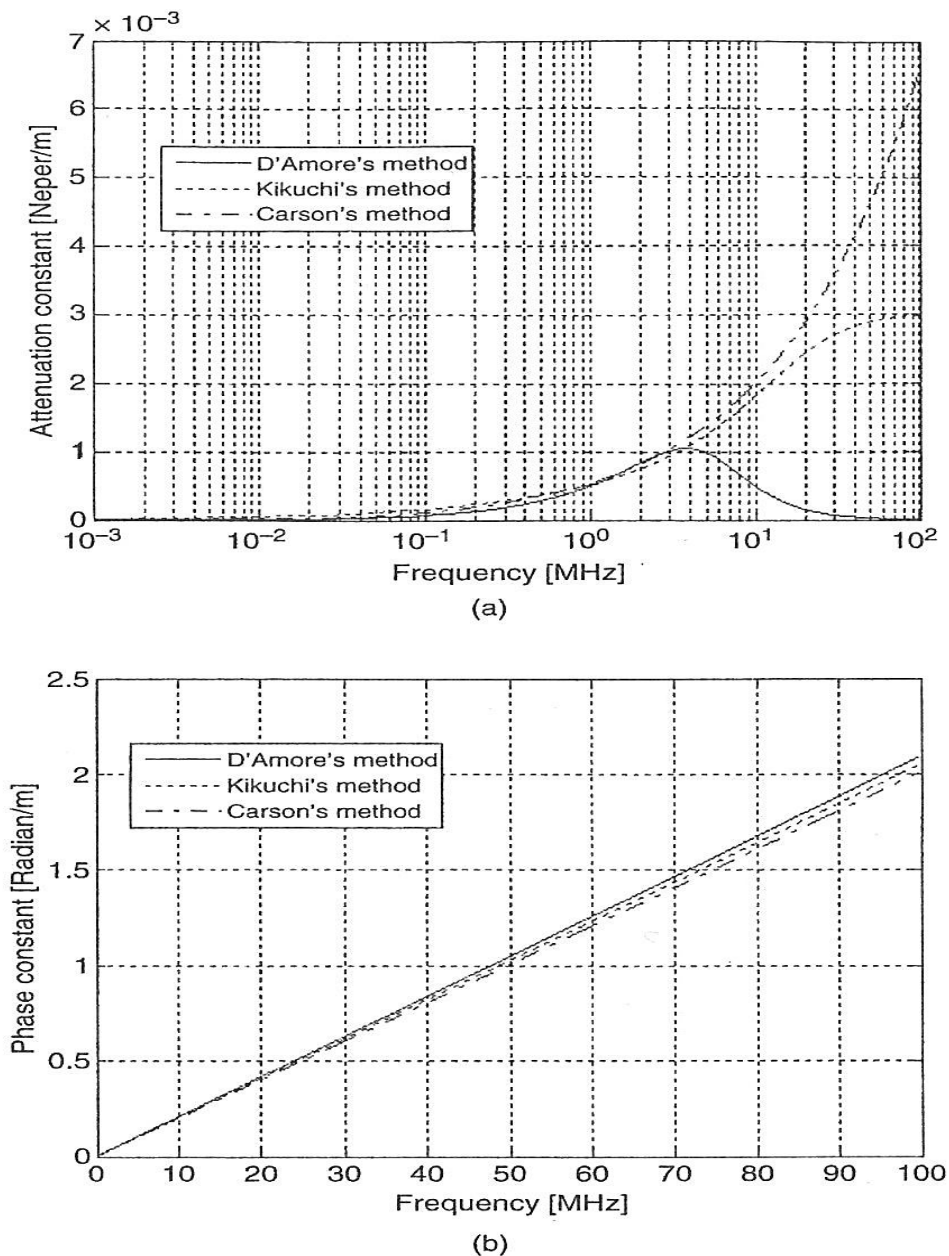
$$\hat{S}_{2g}(h) = \frac{k_0^2}{k_g^2 + k_0^2} \ln(1 + \beta'^{r-1}) \quad (2.21)$$

$$a' = \frac{2}{\sqrt{k_0^2 - k_g^2}}, \beta' = \frac{k_g^2 + k_0^2}{k_0^2 \sqrt{k_0^2 - k_g^2}} \quad (2.22)$$

$$r = \sqrt{4h^2 + a^2} \quad (2.23)$$

Η λύση των D'Amore και Sarto προτιμάται γενικά σε σχέση με τις υπόλοιπες διότι επιβεβαιώνεται από τα πειραματικά αποτελέσματα άλλων ερευνητών σε όλο το φάσμα που αφορά τις PLC (3 kHz έως 100 MHz). Η παραδοχή στην οποία στηρίζεται η λύση τους,

όμως, δεν είναι ισχύει στην περίπτωση των NB-PLC, όπου τα μήκη κύματος κυμαίνονται στο εύρος 0.6-100 km (για συχνότητες 3-500 kHz), οπότε δεν αποτελούν μικρό κλάσμα του ύψους των αγωγών. Η πλέον αρμόζουσα μέθοδος για τη συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων είναι συνεπώς εκείνη του Carson. Εντούτοις, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2, οι τρεις προσεγγίσεις (D'Amore και Sarto, Kikuchi, Carson) συμπίπτουν στις συχνότητες μέχρι 3 MHz. Η παρατήρηση αυτή επιτρέπει τη χρήση οποιασδήποτε μεθόδου στο εύρος ζώνης των NB-PLC, χωρίς αποκλίσεις στα αποτελέσματα των διαφορετικών μεθόδων.



Σχήμα 2.2. Το (a) πραγματικό και (b) φανταστικό μέρος της σταθεράς διάδοσης, όπως προκύπτουν από τις τρεις διαφορετικές μεθόδους

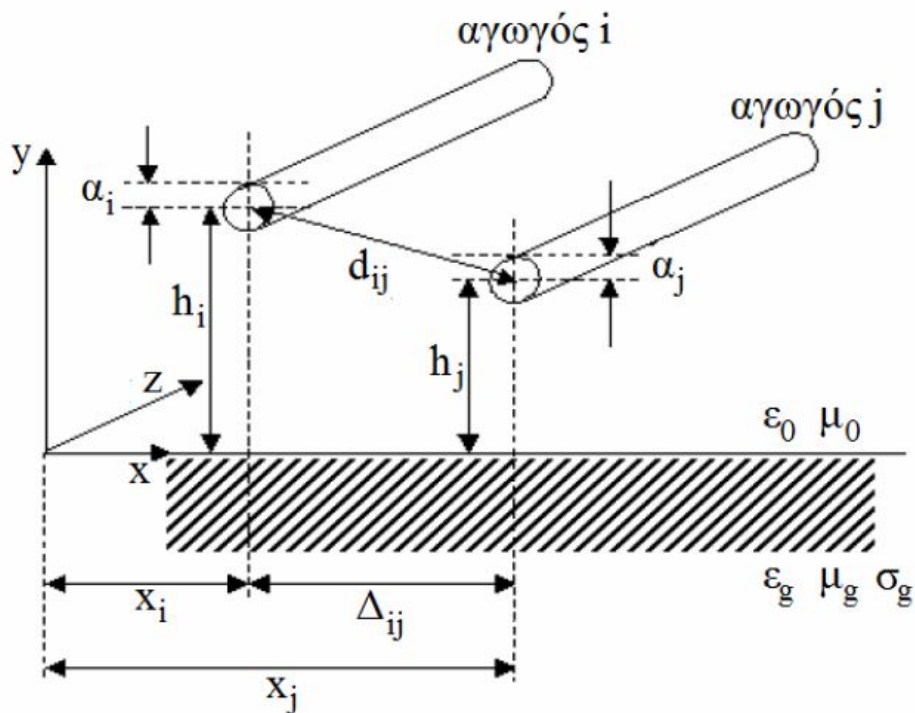
Στην παρούσα εργασία η μέθοδος των D'Amore και Sarto επιλέγεται για τους ακόλουθους λόγους:

- Δίνει αποτελέσματα παρόμοια με αυτά των δύο άλλων μεθόδων.
- Εφαρμόζεται και στις ζώνες συχνοτήτων που αφορούν τη μετάδοση WB-PLC, οπότε έχει γενικό χαρακτήρα.
- Μπορεί, όπως θα φανεί στη συνέχεια, να επεκταθεί εύκολα και στην περίπτωση των γραμμών μεταφοράς πολλών αγωγών (multiconductor transmission lines ή MTL).

2.3. Γραμμές μεταφοράς πολλών αγωγών υπεράνω ατελούς εδάφους

Για τον υπολογισμό της συνάρτησης μεταφοράς μιας γραμμής MTL πρέπει να εφαρμοστεί η μέθοδος των D'Amore και Sarto για την περίπτωση όπου η γραμμή μεταφοράς αποτελείται από περισσότερους από δύο αγωγούς. Αυτό απαιτεί την εισαγωγή μητρών στις εξισώσεις, από τις οποίες και θα προκύψει η μιγαδική σταθερά διάδοσης.

Η γεωμετρία του προβλήματος παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3. Γεωμετρία γραμμής μεταφοράς πολλών αγωγών

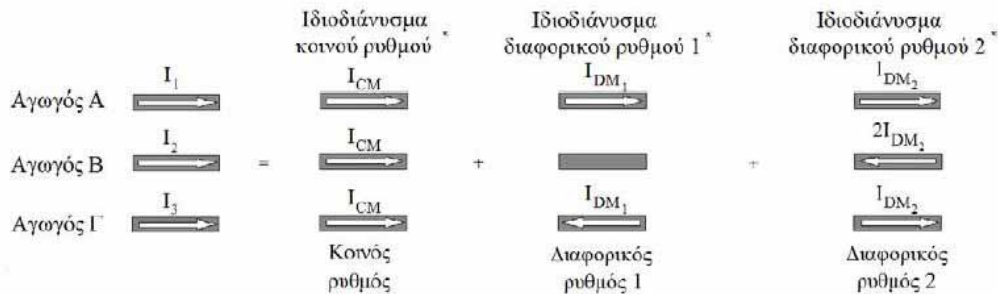
Σε μία MTL που περιλαμβάνει $n+1$ αγωγούς (ο επιπλέον αγωγός αναφέρεται στην επιστροφή μέσω του εδάφους) τοποθετημένους παράλληλα προς τον άξονα z ταξιδεύουν n κύματα προς τα θετικά z και n προς τα αρνητικά με αντίστοιχες μιγαδικές σταθερές διάδοσης. Τα κύματα αυτά περιγράφονται από ένα σύνολο $2n$ συζευγμένων μερικών διαφορικών εξισώσεων πρώτης τάξης που συνδέουν τις τάσεις των γραμμών $V_i(z,t)$, $i=1,2, \dots, n$ με τα ρεύματα των γραμμών $I_i(z,t)$, $i=1,2, \dots, n$.

$$\frac{d^2 \mathbf{V}}{dz^2} = \mathbf{P} \mathbf{V} \quad (2.24)$$

$$\frac{d^2 \mathbf{I}}{dz^2} = \mathbf{P}^T \mathbf{I} \quad (2.25)$$

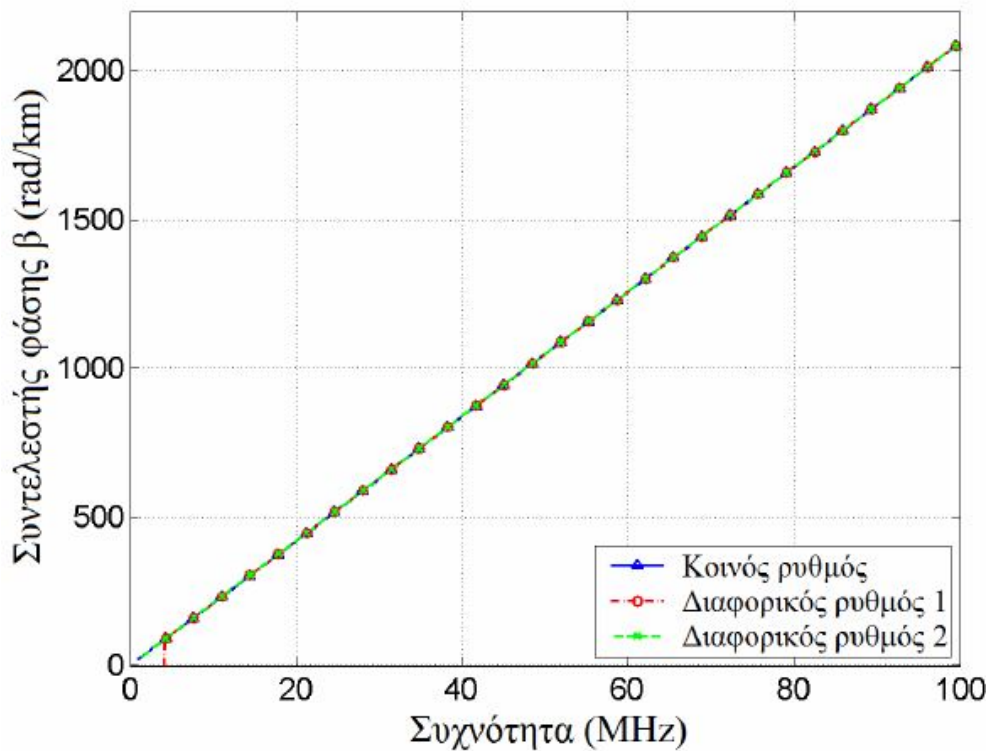
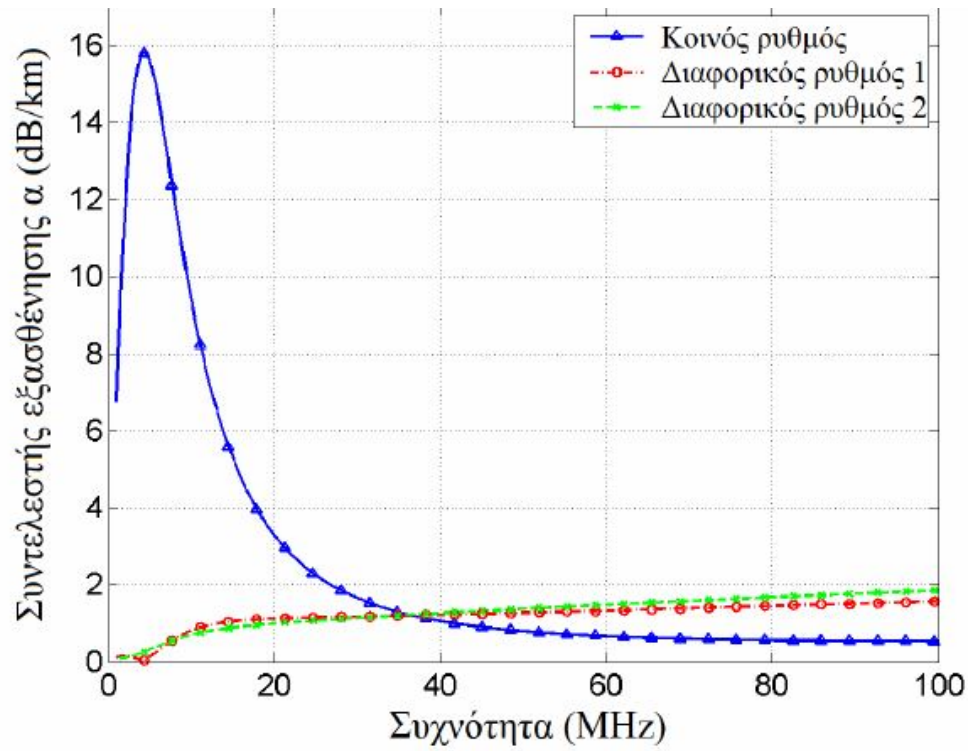
όπου \mathbf{V} και \mathbf{I} είναι οι $n \times 1$ μήτρες τάσεων και ρευμάτων των γραμμών, $\mathbf{P} = \mathbf{Z} \mathbf{Y}$ είναι η $n \times n$ μήτρα διάδοσης και, αντίστοιχα με τη απλή γραμμή μεταφοράς, \mathbf{Z} είναι η μήτρα της ανά μονάδα μήκους διαμήκους σύνθετης αντίστασης και \mathbf{Y} η μήτρα της ανά μονάδα μήκους εγκάρσιας σύνθετης αγωγιμότητας.

Κάθε ζεύγος ευθέως και αντιστρόφως διαδιδόμενου κύματος ονομάζεται ρυθμός διάδοσης (propagation mode). Στην περίπτωση τριφασικής γραμμής, η γραμμή μεταφοράς υποστηρίζει τρεις ρυθμούς διάδοσης: τον κοινό ρυθμό (common ή ground mode) και δύο διαφορικούς ρυθμούς (differential ή aerial modes). Οι ρυθμοί αυτοί είναι ανεξάρτητοι μεταξύ τους ενώ έκαστος εξ αυτών διεγείρει ρεύμα σε κάθε φάση με διαφορετική σταθερά διάδοσης. Το συνολικό ρεύμα της γραμμής προκύπτει ως υπέρθεση των επιμέρους αυτών ρευμάτων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4.



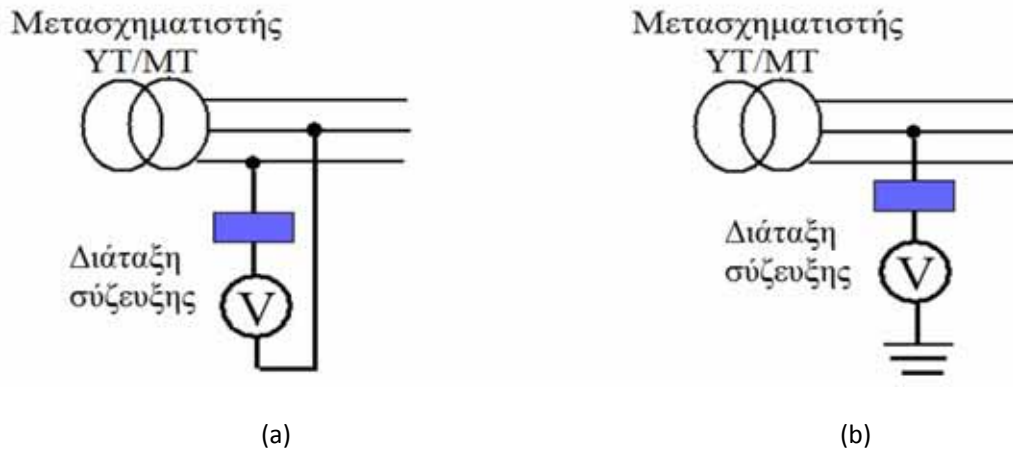
Σχήμα 2.4. Ρυθμοί διάδοσης σε γραμμή μεταφοράς τριών αγωγών με επιστροφή μέσω εδάφους

Ο κοινός ρυθμός υπόκειται σε μεγαλύτερη εξασθένηση σε σχέση με τους διαφορικούς ρυθμούς και διαδίδεται μέσω όλων των φάσεων και της επιστροφής μέσω εδάφους. Οι διαφορικοί ρυθμοί διαδίδονται και επιστρέφουν μέσω των τριών φάσεων μόνο, εμφανίζοντας μικρότερη εξασθένηση, λόγω του ότι η αγωγιμότητα του αγωγού είναι πολλές τάξεις μεγέθους μεγαλύτερη από εκείνη του εδάφους. Το πραγματικό και το φανταστικό μέρος των σταθερών διάδοσης των τριών ρυθμών απεικονίζεται στο Σχήμα 2.5.



Σχήμα 2.5. Επάνω: Ο συντελεστής εξασθένισης (πραγματικό μέρος της σταθεράς διάδοσης) των τριών ρυθμών που υποστηρίζει η γραμμή MTL τριών αγωγών. Κάτω: Ο συντελεστής φάσης (φανταστικό μέρος της σταθεράς διάδοσης) αντιστοίχως.

Το σήμα συζευγνύεται στη γραμμή με συνδεσμολογία αγωγού-προς-αγωγό (wire-to-wire) ή αγωγού-προς-έδαφος (wire-to-ground). Στην πρώτη περίπτωση διεγείρεται κυρίως ο διαφορικός ρυθμός 1. Στη δεύτερη περίπτωση έγχυσης, κατά την οποία το σήμα συζευγνύεται στη μεσαία φάση, διεγείρονται κυρίως ο κοινός ρυθμός και ο διαφορικός ρυθμός 2. Οι ρυθμοί αυτοί δεν είναι πάντα ορθογώνιοι εκτός αν το μήκος κύματος είναι ένα μικρό κλάσμα του ύψους εγκατάστασης των αγωγών και η απόσταση μεταξύ τους είναι ένα μικρό κλάσμα του μήκους κύματος. Οι δύο συνδεσμολογίες παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.6.



Σχήμα 2.6. Έγχυση σήματος σε MTL (a) wire-to-wire (b) wire-to-ground

Κατά την ανάλυση μίας γραμμής πολλών αγωγών υιοθετείται ο μετασχηματισμός ομοιότητας, μέσω του οποίου τα μεγέθη της γραμμής \mathbf{V} και \mathbf{I} αντικαθίστανται από τα αντίστοιχα μεγέθη των ρυθμών \mathbf{V}^m και \mathbf{I}^m . Τα \mathbf{V} και \mathbf{I} είναι τα μεγέθη τάσης και ρεύματος που είναι γνωστά από τη θεωρία των γραμμών μεταφοράς. Πρόκειται για διανύσματα $n \times 1$, με την κάθε γραμμή να αποτελεί τον αντίστοιχο αγωγό της MTL. Τα \mathbf{V}^m και \mathbf{I}^m περιγράφουν την τάση και το ρεύμα που δημιουργεί έκαστος των n ρυθμών στη MTL. Τα μεγέθη αυτά είναι επίσης διανύσματα $n \times 1$, όμως κάθε γραμμή αντιστοιχεί σε ένα ρυθμό και όχι σε κάποιον αγωγό. Για τη σύνδεση των μεγεθών απαιτούνται δύο μήτρες μετασχηματισμού, που ορίζονται από τις σχέσεις:

$$\mathbf{V} = \mathbf{T}_V \mathbf{V}^m \quad (2.26)$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{T}_I \mathbf{I}^m \quad (2.27)$$

όπου \mathbf{T}_V και \mathbf{T}_I είναι οι $n \times n$ μήτρες ιδιοδιανυσμάτων τάσεων και ρευμάτων αντιστοίχως. Οι μήτρες αυτές περιγράφουν την κατανομή της ισχύος των ρυθμών στους αγωγούς της MTL. Οι μιγαδικές σταθερές διάδοσης που υπολογίζονται από τις ανωτέρω μεθόδους αναφέρονται στους ρυθμούς που διαδίδονται στη MTL. Από την άλλη πλευρά, τα σήματα που συζευγνύονται και απομαστεύονται από τους αγωγούς καθορίζονται από τα μεγέθη της γραμμής, \mathbf{V} και \mathbf{I} . Έτσι, είναι αναγκαία η ύπαρξη σχέσης που συνδέει την τάση και το ρεύμα κάθε αγωγού με τα αντίστοιχα μεγέθη των ρυθμών. Τη σχέση αυτή εκφράζει ακριβώς ο μετασχηματισμός ομοιότητας.

2.4. Υπολογισμός της επίδρασης της πολυρυθμικής διάδοσης σε MTL

Ο ζητούμενος υπολογισμός είναι μία μακροσκελής διαδικασία, η οποία αποτελείται από τα ακόλουθα βήματα:

- Αρχικά, υπολογίζονται οι απαιτούμενοι κυματαριθμοί

$$k_0 = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}, \quad k_w = k_0\sqrt{\frac{\varepsilon_w}{\varepsilon_0} - \frac{j\sigma_w}{\omega\varepsilon_0}}, \quad k_g = k_0\sqrt{\frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_0} - \frac{j\sigma_g}{\omega\varepsilon_0}} \quad (2.28)$$

- Υπολογίζεται η εσωτερική σύνθετη αντίσταση

$$\mathbf{Z}_i = \text{diag}\{\mathbf{Z}_{i1}, \mathbf{Z}_{i2}, \dots, \mathbf{Z}_{in}\}, \quad Z_{ij} = \frac{\mu_w f I_0(jk_w a_i)}{a_i k_w I_1(jk_w a_i)} \quad (2.29)$$

- Υπολογίζεται η εξωτερική σύνθετη αντίσταση

$$\mathbf{Z}_e = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \mathbf{A} \quad (2.30)$$

$$A_{ii} = \ln \frac{2h_i}{a_i}, \quad A_{ij} = \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}} \quad (2.31)$$

$$D_{ij} = \sqrt{(h_i + h_j)^2 + \Delta_{ij}^2}, \quad d_{ij} = \sqrt{(h_i - h_j)^2 + \Delta_{ij}^2} \quad (2.32)$$

- Υπολογίζεται η σύνθετη αντίσταση εδάφους

$$\mathbf{Z}_g = \frac{j\omega\mu_0}{\pi} \mathbf{F}_{1g} \quad (2.33)$$

$$F_{1gij} = \frac{1}{2} \ln \frac{h_i + h_j + j\Delta_{ij} + \xi_1}{h_i + h_j + j\Delta_{ij}}, \quad \xi_1 = \frac{2}{\sqrt{k_0^2 - k_g^2}} \quad (2.34)$$

- Υπολογίζεται η εξωτερική σύνθετη αγωγιμότητα

$$\mathbf{Y}_e = j\omega\varepsilon_0 2\pi \mathbf{A}^{-1} \quad (2.35)$$

- Υπολογίζεται η σύνθετη αγωγιμότητα εδάφους

$$\mathbf{Y}_g = j\omega\varepsilon_0 \pi \mathbf{F}_{2g}^{-1} \quad (2.36)$$

$$F_{2gij} = \xi_2 \ln \frac{h_i + h_j + j\Delta_{ij} + \xi_3}{h_i + h_j + j\Delta_{ij}}, \quad \xi_2 = \frac{k_0^2}{k_0^2 + k_g^2}, \quad \xi_3 = \frac{k_0^2 + k_g^2}{k_0^2 \sqrt{k_0^2 - k_g^2}} \quad (2.37)$$

- Υπολογίζεται η μήτρα διάδοσης

$$\mathbf{P} = (\mathbf{Z}_i + \mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}_g)(\mathbf{Y}_e^{-1} + \mathbf{Y}_g^{-1})^{-1} \quad (2.38)$$

- Υπολογίζονται οι ιδιοτιμές της μήτρας διάδοσης, $\lambda_i, i=1, \dots, n$.

- Υπολογίζονται οι μιγαδικές σταθερές διάδοσης των n ρυθμών

$$\gamma_i = \sqrt{\lambda_i} = \alpha_i + \beta_i \quad (2.39)$$

όπου α_i και β_i είναι οι σταθερές εξασθένησης και φάσης του i -οστού ρυθμού.

Σημειώνεται ότι οι μήτρες \mathbf{Z}_g και \mathbf{Y}_g που υπολογίστηκαν ανωτέρω αποτελούν ικανοποιητικές προσεγγίσεις ώστε να υπολογιστεί η μήτρα διάδοσης \mathbf{P} . Όμως στην περίπτωση όπου απαιτούνται οι ακριβείς τιμές τους πρέπει να γίνουν επιπλέον πράξεις. Επίσης, τονίζεται ότι οι μιγαδικές σταθερές διάδοσης που υπολογίστηκαν περιγράφουν τη διάδοση των ρυθμών στη γραμμή μεταφοράς. Στην περίπτωση όπου είναι επιθυμητή η μετάδοση μέσω MTL ενός σήματος πρέπει να γίνουν οι ακόλουθες ενέργειες:

- Αρχικά, πρέπει να καθοριστεί ο τρόπος έγχυσης του σήματος στη γραμμή. Όταν η έγχυση γίνεται wire-to-ground, η τάση της γραμμής στο σημείο έγχυσης $z=0$ είναι $\mathbf{V}(0)=[0 \ E \ 0]^T$, ενώ όταν η έγχυση γίνεται wire-to-wire, η τάση της γραμμής στο σημείο έγχυσης $z=0$ είναι $\mathbf{V}(0)=[0.5E \ 0 \ 0.5E]^T$.
- Στη συνέχεια, είναι αναγκαία η μετάβαση από τα μεγέθη της γραμμής στα μεγέθη των ρυθμών. Αυτό γίνεται μέσω του αντίστροφου του μετασχηματισμού ομοιότητας της (2.26):

$$(2.26) \Rightarrow \mathbf{V}^m = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{V} \quad (2.40)$$

Στην περίπτωση γραμμής MTL τριών αγωγών η μήτρα \mathbf{T}_V , η οποία εκφράζει την κατανομή της ισχύος του σήματος στους ρυθμούς, ισούται με

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,575 & 0,7071 & -0,37 \\ 0,582 & 0 & 0,8522 \\ 0,575 & -0,7071 & 0,37 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

- Αφού έχει υπολογιστεί η μήτρα τάσεων των ρυθμών, οι τρεις ρυθμοί διαδίδονται μέσω των αγωγών με τις μιγαδικές σταθερές διάδοσης που υπολογίστηκαν μέσω της προηγούμενης διαδικασίας και η συνάρτηση μεταφοράς προσδιορίζεται μέσω της (2.2). Βάσει της ίδιας σχέσης, η παραμόρφωση που εισάγει ο δίαυλος των NB-PLC εξαρτάται επίσης από την απόσταση μετάδοσης L . Όσο μεγαλύτερη είναι η απόσταση αυτή, τόσο εντονότερη είναι η παραμόρφωση που υφίσταται το σήμα.
- Τέλος, γνωρίζοντας τις τιμές των τάσεων των ρυθμών στο τέλος της MTL, είναι δυνατή η μετατροπή τους σε τάσεις γραμμής εφαρμόζοντας τον ευθύ μετασχηματισμό ομοιότητας (2.26).

Παρατηρώντας τις σχέσεις που παρατίθενται ανωτέρω και το Σχήμα 2.(a), γίνεται εμφανές ότι ο δίαυλος των NB-PLC είναι επιλεκτικός ως προς τη συχνότητα (frequency selective). Αυτό οδηγεί στη χρήση πολυδιαυλικών τεχνικών διαμόρφωσης (multicarrier modulation schemes), ώστε να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα που εισάγει η διαφορετική εξασθένηση στις φασματικές συνιστώσες του σήματος.

2.5. Τιμές των παραμέτρων που επηρεάζουν τη συνάρτηση μεταφοράς

Ακτίνα καλωδίων MT

Οι ακτίνες των υπαρχόντων καλωδίων MT διαφέρουν σημαντικά ανάλογα με τον αριθμό των αγωγών που περιλαμβάνουν, την ισχύ που μεταφέρουν, την τάση λειτουργίας ή άλλα χαρακτηριστικά τους. Για κάθε εφαρμογή υπάρχουν συγκεκριμένα καλώδια με παραμέτρους που ικανοποιούν τις επιθυμητές προδιαγραφές. Τυπικές τιμές για την ακτίνα των καλωδίων κυμαίνονται μεταξύ 1.8 και 14.4 mm. Η ακριβής τιμή για κάθε εγκατάσταση πρέπει να αναζητείται στο εγχειρίδιο με τα τεχνικά χαρακτηριστικά των καλωδίων που την απαρτίζουν.

Ύψος από το έδαφος

Το ύψος στο οποίο τοποθετούνται οι αγωγοί MT εξαρτάται κυρίως από το επίπεδο της τάσης υπό την οποία βρίσκονται. Όσο μεγαλύτερη είναι η τάση των καλωδίων τόσο μεγαλύτερη πρέπει να είναι η απόστασή τους από το έδαφος με τιμές που κυμαίνονται συνήθως μεταξύ 8 και 11 m για αγωγούς MT. Για καλώδια των 11 kV μία τιμή που συναντάται στην πράξη είναι τα 8 m. Συνήθως, οι αγωγοί τοποθετούνται όλοι στο ίδιο ύψος σε σχέση με το έδαφος, υπάρχουν όμως και περιπτώσεις στις οποίες ο μεσαίος αγωγός τοποθετείται σε διαφορετικό ύψος από τους άλλους δύο αγωγούς.

Σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα του εδάφους

Το μέγεθος αυτό εξαρτάται από την περιοχή στην οποία είναι εγκατεστημένη η γραμμή MT. Συγκεκριμένα, επηρεάζεται σημαντικά από την υγρασία του εδάφους, τα υλικά που το αποτελούν, τη θερμοκρασία καθώς και τη συχνότητα του μεταδιδόμενου σήματος. Το στεγνό έδαφος έχει μικρότερο ϵ_g σε σύγκριση με το υγρό. Επίσης, η σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα μειώνεται όσο αυξάνεται η συχνότητα. Ανάλογα με το εκάστοτε έδαφος, πρέπει να γίνεται αναδρομή σε εξειδικευμένους πίνακες που περιλαμβάνουν τιμές για το ϵ_g , όπως το [25].

Σχετική μαγνητική διαπερατότητα του εδάφους

Η σχετική μαγνητική διαπερατότητα του εδάφους βρίσκεται πολύ κοντά στην τιμή 1 στη συνήθη περίπτωση όπου το έδαφος δεν έχει μεγάλη περιεκτικότητα σε μέταλλα όπως σίδηρο. Υπάρχει μία πολύ μικρή εξάρτηση του μ_g από την υγρασία του εδάφους, η οποία στο πλαίσιο της παρούσας εργασίας θεωρείται αμελητέα.

Ηλεκτρική αγωγιμότητα του εδάφους

Η ηλεκτρική αγωγιμότητα του εδάφους έχει μελετηθεί ενδελεχώς λόγω της μεγάλης της επιρροής στη διάδοση κυμάτων με συχνότητες που φθάνουν μέχρι τις ζώνες MF και HF. Για το λόγο αυτό έχουν δημιουργηθεί άτλαντες που περιγράφουν την ηλεκτρική αγωγιμότητα του εδάφους σε διάφορες περιοχές της Γης. Το μέγεθος αυτό εξαρτάται δραστικά από τη συχνότητα. Οι τιμές του κυμαίνονται από <0.1 έως 30 mS/m σε συχνότητα 1 MHz.

Απόσταση μεταξύ των αγωγών

Οι αγωγοί ΜΤ απέχουν μεταξύ τους περισσότερο σε σχέση με τους αγωγούς ΧΤ ώστε να υπάρχει η απαραίτητη μόνωση μεταξύ τους. Συνήθως, οι αγωγοί ΜΤ απέχουν μεταξύ τους από 30 έως και 70 cm, ανάλογα με την τιμή της τάσης υπό την οποία έχουν τεθεί.

Κεφάλαιο 3: Θόρυβος και Παρεμβολές

Ένα από τα ιδιόμορφα χαρακτηριστικά των γραμμών μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας ως τηλεπικοινωνιακών διαύλων είναι η παρουσία ισχυρού, μεταβλητού με το χρόνο, έγχρωμου και συχνά όχι κανονικής κατανομής θορύβου. Αν και ο θόρυβος στη ΧΤ έχει μελετηθεί εκτενώς, στη ΜΤ η σχετική βιβλιογραφία είναι περιορισμένη. Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται αρχικά τα χαρακτηριστικά του θορύβου στη ΧΤ (low voltage ή LV). Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά του στη ΜΤ (medium voltage ή MV), το περιβάλλον της οποίας πραγματεύεται η παρούσα εργασία.

3.1. Ο θόρυβος των LV-PLC στο πεδίο του χρόνου

Στα παραδοσιακά συστήματα επικοινωνιών η κυρίαρχη πηγή θορύβου στο δέκτη είναι ο αρχικός ενισχυτής σήματος στον ίδιο το δέκτη, γνωστή και ως θερμικός θόρυβος. Αντιθέτως, ο θόρυβος των γραμμών μεταφοράς σε μία εγκατάσταση προκύπτει από το άθροισμα των κυματομορφών θορύβου που δημιουργούνται και εγχέονται στις γραμμές από συσκευές συνδεδεμένες στο δίκτυο. Ο θόρυβος στις γραμμές μεταφοράς διακρίνεται σε διάφορες κατηγορίες που παρουσιάζονται στη συνέχεια.

3.1.1. Συνεχής θόρυβος

- Χρονικά αμετάβλητος συνεχής θόρυβος

Έχει σταθερή περιβάλλουσα επί μακρά χρονική περίοδο (διάρκειας τουλάχιστον ορισμένων κύκλων της τάσης ισχύος). Ο θόρυβος αυτός είναι γνωστός ως θόρυβος υποβάθρου (background noise) και μπορεί να συμπεριλαμβάνει το θερμικό θόρυβο που δημιουργούν οι ενισχυτές στους δέκτες.

- Χρονικά μεταβλητός συνεχής θόρυβος

Έχει περιβάλλουσα που αλλάζει συγχρονισμένα με την τάση ισχύος. Ειδικά στα συστήματα NB-PLC αυτό το είδος θορύβου επηρεάζει καθοριστικά την επίδοση του συστήματος. Τυπική πηγή τέτοιου θορύβου αποτελεί συσκευή με ταλαντωτή του οποίου η παροχή ισχύος είναι μία ανορθωμένη αλλά χωρίς εξομάλυνση τάση.

3.1.2. Κρουστικός θόρυβος

Τα συστήματα PLC αντιμετωπίζουν συχνά απροσδόκητα επίπεδα θορύβου με μεγάλα πλάτη και μικρές διάρκειες (της τάξης των micro-seconds έως milli-seconds) που μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ως εξής:

- Κυκλικός κρουστικός θόρυβος σύγχρονος της τάσης ισχύος

Αποτελείται από ακολουθίες κρουστικών κορυφών με συχνότητα εκείνη της AC τάσης ή τη διπλάσια αυτής. Δημιουργείται από συσκευές που χρησιμοποιούν διακόπτες, όπως ορισμένα ηλεκτρονικά κυκλώματα.

- Κυκλικός κρουστικός θόρυβος ασύγχρονος της τάση ισχύος

Αυτό το είδος θορύβου αποτελείται από κρουστικές ακολουθίες με συχνότητα πολύ υψηλότερη της συχνότητας της AC τάσης.

- Μεμονωμένος κρουστικός θόρυβος

Αποτελείται από κρουστικές κορυφές που παρατηρούνται σε τυχαίες χρονικές στιγμές και συχνά απέχουν σημαντικά στο χρόνο (περισσότερο από δευτερόλεπτα). Προκύπτουν από χειρισμούς ανθρώπων ή μηχανημάτων που δεν υπόκεινται σε κάποια σαφώς χρονικά καθορισμένη ή περιοδική διαδικασία (άνοιγμα, κλείσιμο διακοπών κ.ά.).

3.1.3. Θόρυβος στενής ζώνης

Τα συστήματα PLC χρησιμοποιούν τις ίδιες ζώνες συχνοτήτων με αδειοδοτημένα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών, τα σήματα των οποίων εμφανίζονται στις εφαρμογές PLC ως θόρυβος στενής ζώνης. Αυτό το είδος θορύβου που ονομάζεται και *tone jammer* κατηγοριοποιείται ως παρεμβολή από ασύρματες υπηρεσίες στις PLC.

3.1.4. Συνολικός θόρυβος

Όταν ένας δέκτης PLC βρίσκεται κοντά σε πηγή θορύβου και δεν έχει εγγύς κάποια άλλη συσκευή που δημιουργεί θόρυβο, τότε η πηγή θορύβου κυριαρχεί ως σήμα θορύβου στο δέκτη. Στην περίπτωση αυτή η κυματομορφή θορύβου κατηγοριοποιείται σε μία από τις προαναφερθείσες κατηγορίες. Σε περιβάλλον, όμως, όπου υπάρχουν πολλές συσκευές που είναι συνδεδεμένες με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας και δημιουργούν θόρυβο, ο θόρυβος στις PLC μεταδόσεις προκύπτει ως υπέρθεση των επιμέρους κυματομορφών.

3.2. Ο θόρυβος των LV-PLC στο πεδίο της συχνότητας

Ο θόρυβος στις επικοινωνίες PLC είναι έγχρωμος και έχει μεγαλύτερη φασματική πυκνότητα στις ζώνες χαμηλότερων συχνοτήτων. Αυτό συμβαίνει διότι η μετάδοση μεταξύ κάθε πηγής θορύβου και του δέκτη υπόκειται σε μεγαλύτερη εξασθένηση στις υψηλότερες συχνότητες. Επιπλέον, πολλές πηγές θορύβου έχουν την ισχύ τους συγκεντρωμένη σε χαμηλότερες συχνότητες. Ειδικά στα συστήματα NB-PLC που χρησιμοποιούν τις ζώνες των kHz, η φασματική πυκνότητα του θορύβου μειώνεται σχεδόν εκθετικά με τη συχνότητα. Η τάση αυτή συνεχίζεται και στις WB-PLC, όπου όμως το φάσμα του θορύβου είναι περισσότερο σύνθετο λόγω των βυθισμάτων στη συνάρτηση μεταφοράς που οφείλονται στην πολυδιαδρομική διάδοση και της ύπαρξης εξωτερικού θορύβου στενής ζώνης.

3.3. Μαθηματικά μοντέλα περιγραφής του θορύβου στις LV-PLC

Για τη σχεδίαση και τον έλεγχο των συστημάτων PLC απαιτούνται απλοποιημένα μοντέλα που εκφράζουν τη συμπεριφορά του θορύβου σε κλειστή μορφή. Στις ακόλουθες υποπαραγράφους παρουσιάζονται ορισμένα μοντέλα που χρησιμοποιούνται συχνά στη μελέτη των επικοινωνιών PLC.

3.3.1. Μοντέλο θορύβου Middleton

Ένα από τα πλέον διαδεδομένα και σημαντικά μοντέλα μη κανονικής κατανομής θορύβου εκφράζεται από τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (probability density function ή pdf) που προτάθηκε από το Middleton [26]. Το μοντέλο αυτό κατηγοριοποιεί τα περιβάλλοντα θορύβου σε τρεις μεγάλες κλάσεις, τις A, B και C. Από τις τρεις κλάσεις αυτές, η A χρησιμοποιείται συχνά ως μαθηματικό υπόδειγμα για το περιβάλλον θορύβου των PLC. Για θόρυβο κλάσης A, η pdf της κρουστικής τάσης n δίδεται από τη σχέση

$$p(n) = \sum_{m=0}^{\infty} P_m \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{n^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (3.1)$$

όπου

$$P_m = \frac{e^{-A} A^m}{m!} \quad (3.2)$$

$$\sigma_m^2 = \sigma^2 \frac{\frac{m}{A} + \Gamma}{1 + \Gamma} = \sigma_i^2 \frac{m}{A} + \sigma_g^2 \quad (3.3)$$

Η παράμετρος A ονομάζεται κρουστικός δείκτης (impulsive index). Ο θόρυβος γίνεται περισσότερο κρουστικός όταν το A είναι μικρό, ενώ η $p(n)$ προσεγγίζει την κανονική κατανομή όταν το A τείνει στο άπειρο. Η παράμετρος $\Gamma = \sigma_g^2 / \sigma_i^2$ είναι ο μέσος λόγος ισχύων μεταξύ Gaussian και κρουστικών συνιστωσών θορύβου και $\sigma^2 = \sigma_g^2 + \sigma_i^2$ είναι η συνολική ισχύς θορύβου. Μέσω του μοντέλου αυτού, ο θόρυβος μπορεί να θεωρηθεί ως υπέρθεση άπειρου πλήθους παράλληλων Gaussian θορύβων με διαφορετική ισχύ θορύβου και με συντελεστές βαρύτητας που ακολουθούν την κατανομή Poisson P_m . Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι το μοντέλο του Middleton παρέχει στατιστική πρώτης τάξης, χωρίς να περιγράφει το φάσμα ισχύος ή την αυτοσυσχέτιση του θορύβου. Τέλος, δεν προσδιορίζει αν η μορφή του θορύβου εμφανίζει κορυφές (είναι δηλαδή κρουστική) ή αν είναι λεία στο πεδίο του χρόνου.

3.3.2. Προσέγγιση στο πεδίο της συχνότητας

Με στόχο τη δημιουργία της κυματομορφής του έγχρωμου θορύβου που συναντάται στα συστήματα PLC, χρησιμοποιείται η προσέγγιση στο πεδίο του χρόνου κατά την οποία το εύρος ζώνης του θορύβου διαιρείται σε πολλά υποκανάλια και αντιστοιχίζεται σε έκαστο αυτών φασματική πυκνότητα ισχύος επιλεγμένη από ένα συγκεκριμένο σύνολο αντίστοιχων συναρτήσεων. Οι pdf που έχουν προταθεί περιλαμβάνουν το άθροισμα δύο κατανομών Rayleigh ή Nakagami. Σε άλλη εργασία, η τάση του θορύβου δειγματοληπτείται σε κάθε υποκανάλι και από το προκύπτον ιστόγραμμα ορίζεται η αντίστοιχη pdf.

Αυτό το μοντέλο θορύβου περιγράφει ικανοποιητικά τα χαρακτηριστικά του θορύβου στο πεδίο της συχνότητας και μπορεί να χρησιμοποιηθεί κυρίως για τη σχεδίαση συστημάτων που χρησιμοποιούν πολυδιαυλικά σχήματα διαμόρφωσης, όπως η OFDM. Από την άλλη πλευρά, όμως, είναι αναγκαία η τροποποίηση του μοντέλου ώστε να περιγράφει χρονικά μεταβαλλόμενα ή μη στατικά χαρακτηριστικά του θορύβου.

3.3.3. Προσέγγιση στο πεδίο του χρόνου για κρουστικό θόρυβο

Πολλές φορές χρησιμοποιούνται μοντέλα στο πεδίο του χρόνου για να περιγράψουν τη συμπεριφορά του κρουστικού θορύβου. Στα μοντέλα αυτά μία ακολουθία κρουστικών κορυφών χαρακτηρίζεται από τρεις παραμέτρους: το πλάτος και το χρονικό εύρος των παλμών και τη συχνότητα με την οποία εμφανίζονται. Οι παράμετροι αυτές ακολουθούν συγκεκριμένες καμπύλες κατανομής πιθανότητας που έχουν μελετηθεί πειραματικά. Οι Zimmermann και Dostert περιγράφουν τα χρονικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά του θορύβου μέσω αλυσίδας Markov με πολλαπλές καταστάσεις. Τα μοντέλα αυτά περιγράφουν τον κρουστικό θόρυβο που είναι ασύγχρονος προς την τάση ισχύος για συστήματα WB-PLC.

3.3.4. Κυκλοστατικό μοντέλο θορύβου

Στα συστήματα narrowband PLC οι κυρίαρχες συνιστώσες θορύβου είναι ο χρονικά μεταβαλλόμενος συνεχής θόρυβος και ο κυκλικός κρουστικός θόρυβος, που είναι και οι δύο σύγχρονοι προς την τάση AC. Η συχνότητα των περιοδικών χαρακτηριστικών του θορύβου στις PLC είναι ίδια ή διπλάσια της τάσης ισχύος. Η συχνότητα αυτή είναι σχετικά αργή συγκρινόμενη με το ρυθμό δεδομένων/πακέτων των broadband PLC συστημάτων υψηλής ταχύτητας. Συνεπώς, σε συστήματα WB-PLC τα μεγέθη pdf και psd (φασματική πυκνότητα ισχύος – power spectrum density) είναι περισσότερο παραστατικά στην περιγραφή του θορύβου σε σύγκριση με τα κυκλοστατικά χαρακτηριστικά του θορύβου, δηλαδή τη μέση τιμή και τη διασπορά του. Στην περίπτωση των narrowband συστημάτων, όμως, η διάρκεια συμβόλου κι ως εκ τούτου και το μήκος του πακέτου είναι συνήθως μεγάλα. Έτσι, τα περιοδικά χαρακτηριστικά του θορύβου δεν μπορούν να αγνοηθούν.

Για αυτόν τον τύπο θορύβου στις narrowband PLC έχει αναπτυχθεί ένα μοντέλο στο οποίο ο θόρυβος θεωρείται ότι είναι κυκλοστατικός (cyclostationary), δηλαδή περιοδικά στατικός, προσθετικός κανονικής κατανομής με μηδενική μέση τιμή και διασπορά σύγχρονη στην τάση AC. Η στιγμιαία διασπορά ισχύος του θορύβου στο μοντέλο αυτό προσεγγίζεται με την ακόλουθη περιοδική συνάρτηση:

$$\hat{\sigma}^2(t) = \sum_{l=0}^{L-1} A_l \left| \sin\left(\frac{2\pi t}{T_{AC}} + \theta_l\right) \right|^{n_l} \quad (3.4)$$

για την οποία ισχύει

$$\frac{2}{T_{AC}} \int_{-T_{AC}/4}^{T_{AC}/4} \hat{\sigma}^2(t) dt = 1 \quad (3.5)$$

ώστε να διατηρείται η χρονική μέση τιμή της $\sigma(t)$ μοναδιαία.

Στο μοντέλο αυτό ένα σύνολο 3L παραμέτρων A_l , θ_l και n_l , $l=0, 1, 2, \dots, L-1$, περιγράφει τα χαρακτηριστικά του θορύβου. Το L δεν συμβολίζει το πλήθος των πηγών θορύβου αλλά το πλήθος των κλάσεων θορύβου, όπως αυτές περιγράφηκαν προηγουμένως. Για παράδειγμα, στις NB-PLC ο θόρυβος διαχωρίζεται σε συνιστώσες συνεχούς χρονικά μεταβλητού και χρονικά αμετάβλητου θορύβου καθώς και κρουστικού θορύβου σύγχρονου προς την τάση

AC. Έτσι, το L στην περίπτωση αυτή είναι ίσο με 3, για να περιγράψει τις τρεις κλάσεις θορύβου που συναπαρτίζουν το συνολικό θόρυβο.

Το μοντέλο βασίζεται στην απλή υπόθεση ότι το φάσμα ισχύος του θορύβου δεν εξαρτάται από το χρόνο για να περιγράψει τον έγχρωμο χαρακτήρα του θορύβου στις NB-PLC. Στην περίπτωση αυτή, η διασπορά του θορύβου τη χρονική στιγμή t για τη συχνότητα f θα είναι:

$$\sigma^2(t, f) = \hat{\sigma}^2(t)a(f) \quad (3.6)$$

όπου

$$\alpha(f) = \frac{a}{2} \exp(-a|f|) \quad (3.7)$$

η φασματική πυκνότητα ισχύος.

Χρησιμοποιώντας αυτό το μαθηματικό μοντέλο είναι δυνατή η παραγωγή κυματομορφών θορύβου γραμμών ηλεκτρικής ενέργειας ακολουθώντας την εξής διαδικασία:

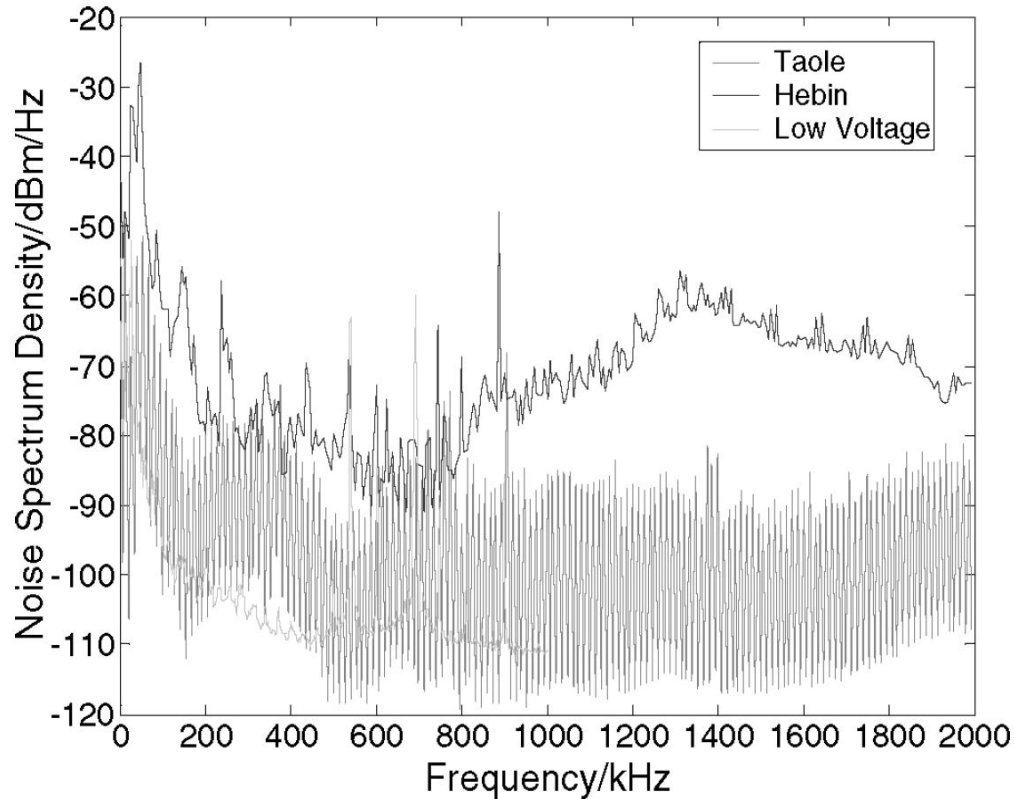
1. Καθορισμός των παραμέτρων για τη $\sigma^2(t,f)$.
2. Παραγωγή Gaussian θορύβου με στιγμιαία διασπορά $\hat{\sigma}^2(t)$.
3. Διέλευση του θορύβου από φίλτρο με απόκριση συχνότητας $\sqrt{\alpha(f)} = \sqrt{a} \exp(-a|f|/2)$.

3.4. Χαρακτηριστικά θορύβου στις MV-PLC

Οι συγγραφείς του [11] έχουν διενεργήσει μία ενδελεχή μελέτη για τους παράγοντες που επηρεάζουν το θόρυβο στις συχνότητες 40 kHz – 2 MHz στη MT. Τα κυριότερα συμπεράσματα στα οποία καταλήγουν για το θόρυβο μεταξύ φάσης και εδάφους (phase-to-ground noise) είναι:

1. Οι συνιστώσες του θορύβου είναι ίδιες με αυτές που συναντώνται στη ΧΤ, δηλαδή θόρυβος υποβάθρου, περιοδικά κρουστικός θόρυβος και θόρυβος στενής ζώνης λόγω παρεμβολής από ασύρματες υπηρεσίες.
2. Ο θόρυβος επηρεάζεται από τον εξοπλισμό των υποσταθμών, τα φορτία που είναι συνδεδεμένα στο δίκτυο και από το κατά πόσον τα καλώδια βρίσκονται κοντά σε αγωγούς υψηλής τάσης.
3. Το επίπεδο θορύβου στη MT είναι υψηλότερο σε σχέση με τη ΧΤ κατά 20 έως 30 dBm/Hz περίπου.
4. Η κατανομή του θορύβου ως προς τη συχνότητα διαφέρει σε κάθε υποσταθμό. Αυτό σημαίνει ότι το φάσμα του θορύβου πρέπει να χωριστεί και να μελετηθεί σε μικρότερες ζώνες συχνοτήτων που παρουσιάζουν κοινά χαρακτηριστικά. Η κατανομή πάντως εμφανίζεται να είναι εκθετικά φθίνουσα ως προς τη συχνότητα, ειδικά στις χαμηλές συχνότητες που αφορούν τις NB-PLC.

Τα ανωτέρω συμπεράσματα προκύπτουν από μετρήσεις σε τρία δίκτυα: δύο δίκτυα μέσης τάσης (τοποθεσίες Taole και Hebin) κι ένα δίκτυο χαμηλής τάσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1.



Σχήμα 3.1. Μέση κατανομή θορύβου κατά τη διάρκεια 24 ωρών σε διαφορετικά δίκτυα

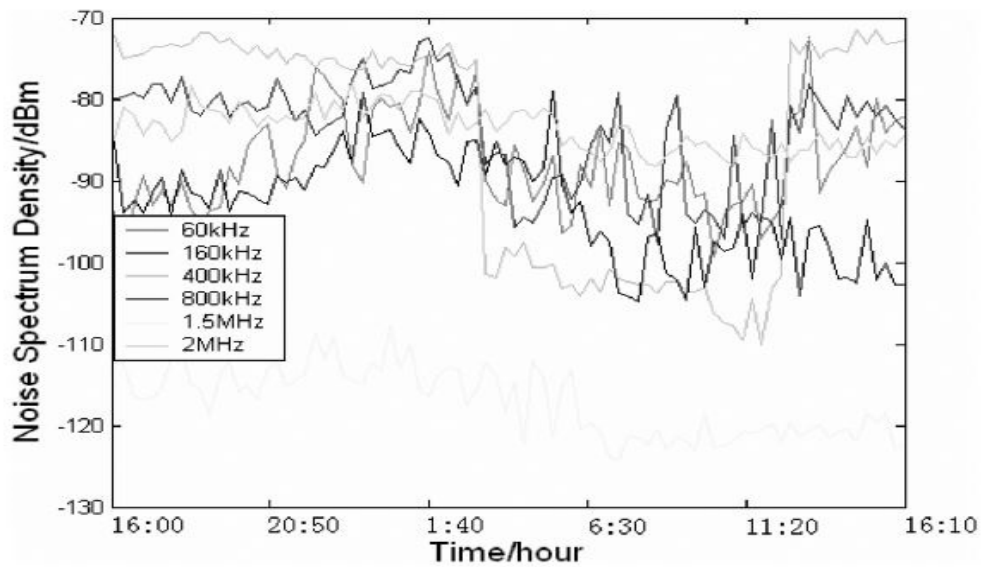
Στις συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα στα οποία καταλήγουν οι ερευνητές όσον αφορά τις παραμέτρους που χαρακτηρίζουν το θόρυβο.

- Χρονική μεταβλητότητα του θορύβου

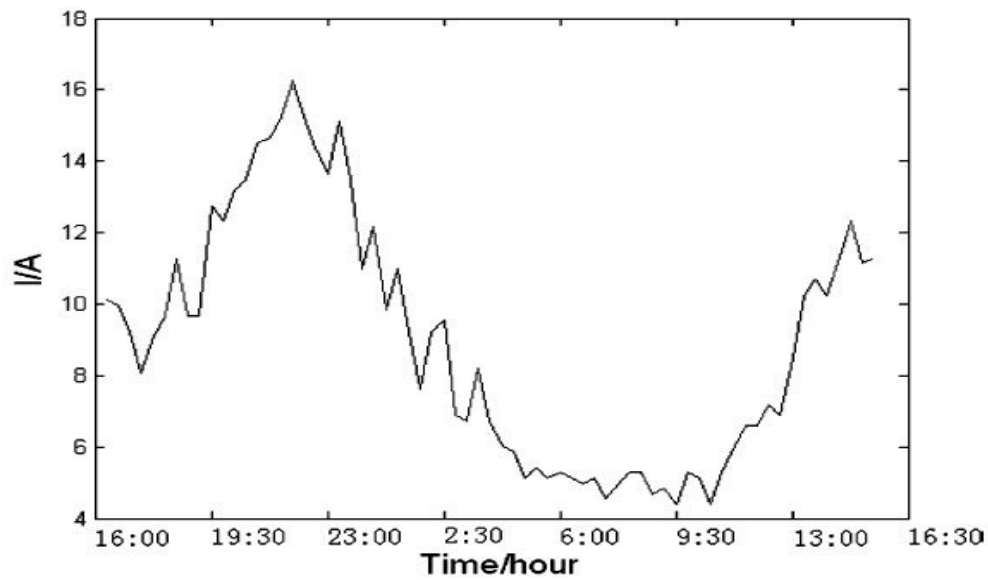
Υπάρχουν πολλές στατιστικές μέθοδοι για τον υπολογισμό της χρονικής μεταβλητότητας που μπορούν να εφαρμοστούν είτε στο χρόνο είτε στη συχνότητα. Στο πεδίο της συχνότητας στη συγκεκριμένη μελέτη χρησιμοποιείται η κατανομή αθροιστικής πιθανότητας (cumulative probability distribution ή CPD). Στο πεδίο του χρόνου υπολογίζεται η τυπική απόκλιση του θορύβου, η οποία αντιστοιχίζεται άμεσα στη χρονική μεταβλητότητα.

- Χαρακτηριστικά του θορύβου που σχετίζονται με μεταβολές στο φορτίο

Το πρώτο συμπέρασμα στο οποίο καταλήγουν οι μελετητές είναι ότι η φασματική πυκνότητα του θορύβου μεταβάλλεται σε μεγάλο βαθμό όπως και το φορτίο. Αυτό αποδεικνύει την ύπαρξη συνιστώσας του θορύβου που μεταβάλλεται με το μέγεθος του συνδεδεμένου φορτίου. Επίσης, σημειώνουν ότι διαφορετικές συχνότητες έχουν διαφορετική ευαισθησία στις μεταβολές φορτίου. Στη γενική περίπτωση, οι χαμηλές συχνότητες είναι περισσότερο ευαίσθητες (δηλαδή ακολουθούν πιστότερα την καμπύλη του φορτίου), ενώ περισσότερο ευαίσθητη συχνότητα στη μελέτη ήταν τα 400 kHz. Οι προηγούμενες παρατηρήσεις παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.2.



(a)



(b)

Σχήμα 3.2. (a) Μεταβολή του θορύβου ως συνάρτηση του χρόνου. (b) Μεταβολή του φορτίου του ίδιου αγωγού ως συνάρτηση του χρόνου.

- Κατανομή θορύβου κατά μήκος των γραμμών

Η μελέτη των χαρακτηριστικών της κατανομής του θορύβου κατά μήκος των γραμμών συμβάλλει στον υπολογισμό των επιπέδων θορύβου στους τηλεπικοινωνιακούς πομποδέκτες που είναι συνδεδεμένοι οπουδήποτε στη γραμμή. Το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας αποτελείται από γραμμές με πολλούς αγωγούς, οι οποίες συνδέονται σε δίκτυα ζυγών με πολλές διακλαδώσεις. Επίσης, τα φορτία συνδέονται κατά εντελώς τυχαίο τρόπο στις διακλαδώσεις αυτές. Αυτό καθιστά ιδιαίτερα δύσκολη την ακριβή θεωρητική ανάλυση και κάνει επιτακτική την ανάγκη μετρήσεων πραγματικού χρόνου για τον υπολογισμό του

θορύβου. Βάσει τέτοιων μετρήσεων οι ερευνητές κατέληξαν στο συμπέρασμα ότι ο θόρυβος είναι περισσότερο έντονος στην αρχή μιας γραμμής, δηλαδή εκεί όπου συνδέεται με το ζυγό, σε σχέση με το τέλος της. Τα επίπεδα θορύβου στο μεσαίο τμήμα ακολουθούν ομοιόμορφη κατανομή.

- Επίδραση του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας στα χαρακτηριστικά του θορύβου

Το δίκτυο μέσης τάσης διαχωρίζεται ηλεκτρικά από τα δίκτυα υψηλής και χαμηλής τάσης με τη βοήθεια μετασχηματιστών που περιορίζουν τη μετάδοση θορύβου από το ένα επίπεδο τάσης στο άλλο. Από τη μελέτη της απόκρισης διάφορων μετασχηματιστών διανομής προέκυψε ότι έχουν τη δυνατότητα να απομονώνουν με φυσικό τρόπο τα σήματα θορύβου στις συχνότητες που χρησιμοποιούνται στις PLC. Έτσι, ο θόρυβος της χαμηλής τάσης δεν επιδρά σε εκείνον της μέσης, αν και τα χαρακτηριστικά τους είναι παρόμοια.

- Κατανομή θορύβου στις συζεύξεις φάση προς φάση και φάση προς γείωση

Όπως προαναφέρθηκε, οι PLC επικοινωνίες μπορούν να υλοποιηθούν με τη χρήση του κοινού ρυθμού ή κάποιου διαφορικού. Το Σχήμα 3.3 παρουσιάζει το θόρυβο που εμφανίζεται μεταξύ των διαφόρων φάσεων της γραμμής, συμπεριλαμβανομένης και της γείωσης.

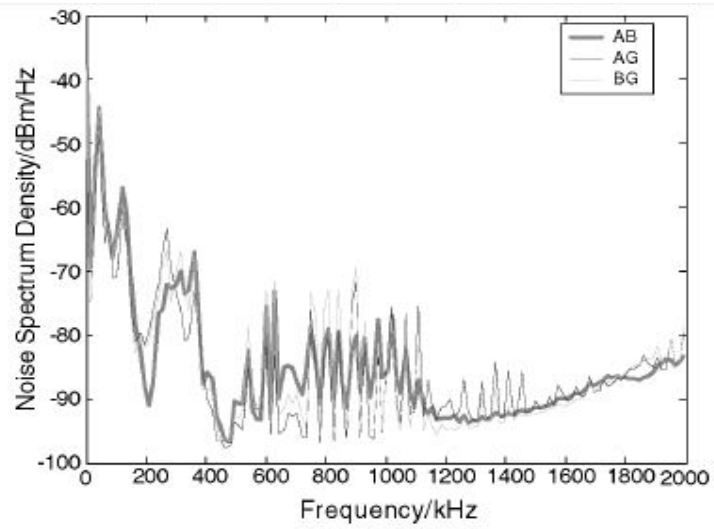
Από το Σχήμα 3.3 φαίνεται ότι ο θόρυβος κατά την έγχυση φάσης προς φάση (phase-to-phase) είναι χαμηλότερος ή τουλάχιστον όχι μεγαλύτερος σε σχέση με την έγχυση γραμμής προς γείωση (phase-to-ground). Το χαρακτηριστικό αυτό ευνοεί τις επικοινωνίες με έγχυση του σήματος με τη μεθοδολογία φάσης προς φάση. Επιπλέον, ο θόρυβος κοινού ρυθμού διαφέρει και ανάλογα με τη φάση που θα επιλεγεί για την έγχυση του σήματος. Έτσι, μπορεί να επιλεγεί η φάση που διαθέτει το μικρότερο θόρυβο κοινού ρυθμού κατά τη μετάδοση, βελτιώνοντας έτσι το SNR της ζεύξης.

- Επίδραση της σύζευξης με το χώρο στα χαρακτηριστικά του θορύβου

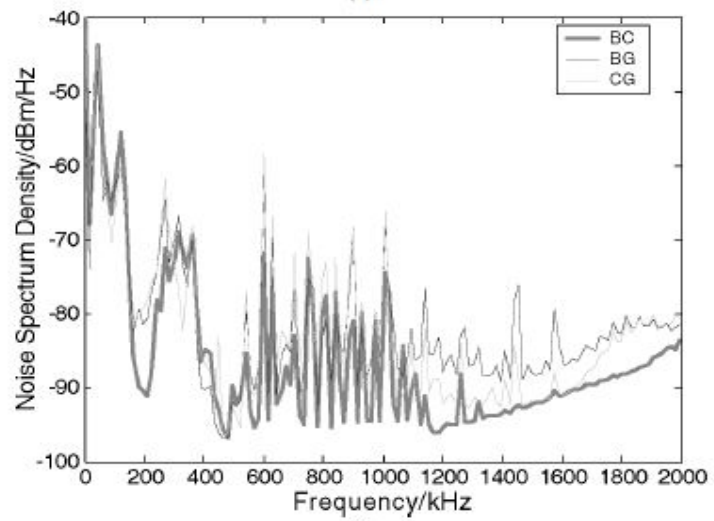
Από το Σχήμα 3.3 φαίνεται ότι η κατανομή του θορύβου ταλαντώνεται εντόνως στη ζώνη 600 kHz - 1200 kHz, εμφανίζοντας διαφορά 25 dBm/Hz μεταξύ μεγίστου και ελαχίστου. Το φαινόμενο αυτό, που εκτείνεται σε ευρύ φάσμα, οφείλεται πιθανότατα στη σύζευξη θορύβου Corona από το δίκτυο ΥΤ μέσω του ελεύθερου χώρου.

3.5. Μαθηματικό υπόδειγμα θορύβου για MV-PLC μεταδόσεις

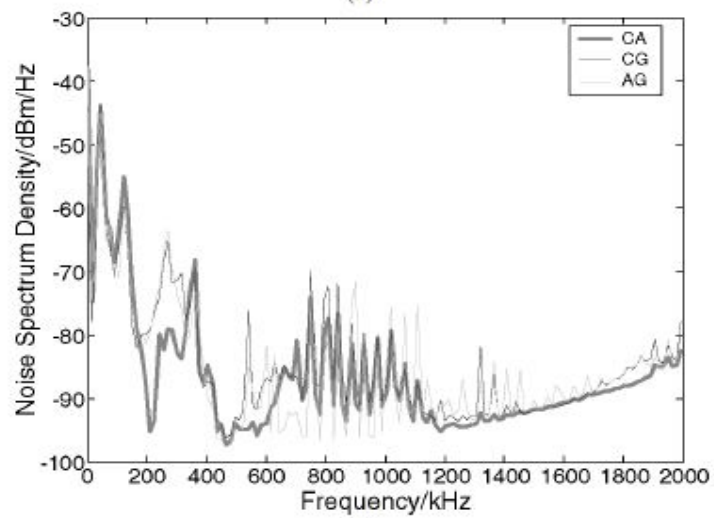
Στο [12] οι ερευνητές αναλύουν στατιστικά το θόρυβο υποβάθρου αναζητώντας την κατανομή που τον χαρακτηρίζει. Ο θόρυβος υποβάθρου είναι έγχρωμος και μαζί με το θόρυβο στενής ζώνης και τον περιοδικά κρουστικό θόρυβο επηρεάζουν σημαντικά τις επικοινωνίες PLC.



(a)



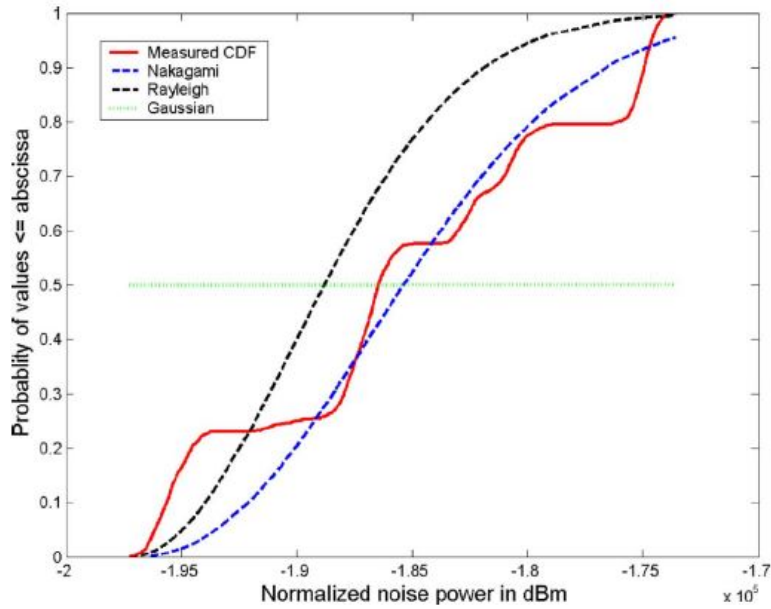
(b)



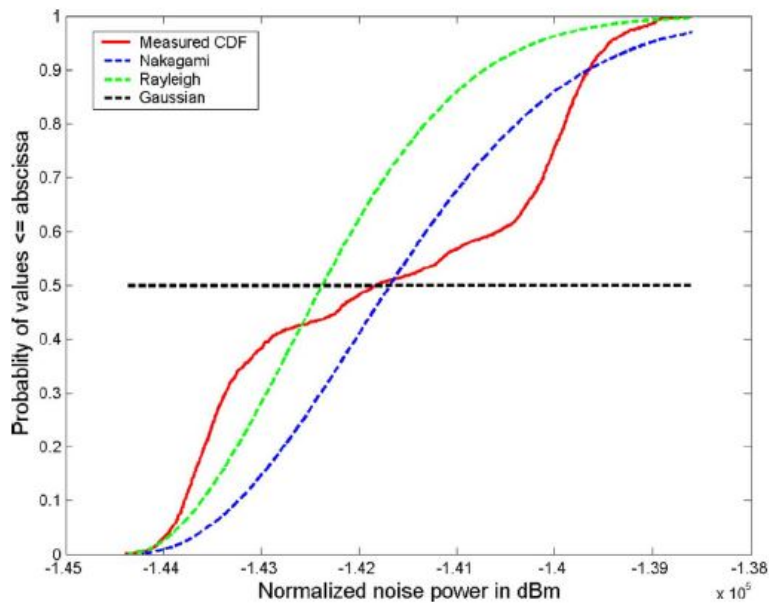
(c)

Σχήμα 3.3. Σύγκριση ως προς το θόρυβο των δυνατών τρόπων έγχυσης του σήματος σε γραμμή τριών φάσεων (A, B, C) και εδάφους (G)

Η μελέτη της κατανομής του θορύβου στο πεδίο του χρόνου γίνεται σε δύο βήματα. Αρχικά, μελετώνται οι στατιστικές ιδιότητες της ισχύος του θορύβου σε όλο το εύρος συχνοτήτων. Βάσει του θεωρήματος του Parseval, η φασματική πυκνότητα ισχύος αθροίζεται σε ολόκληρο το εύρος για να προκύψει η συνολική ισχύς θορύβου P_n . Στη συνέχεια, η αθροιστική κατανομή πυκνότητας πιθανότητας (cumulative probability distribution ή CPD) της P_n συγκρίνεται με ορισμένες συχνά χρησιμοποιούμενες συναρτήσεις αθροιστικών κατανομών, όπως τις Nakagami, Rayleigh, lognormal και Gaussian. Στο Σχήμα 3.4 παρουσιάζονται οι συναρτήσεις αυτές μαζί με την κατανομή των μετρήσεων για τις δύο εξετασθείσες τοποθεσίες για έγχυση φάσης-γείωσης.

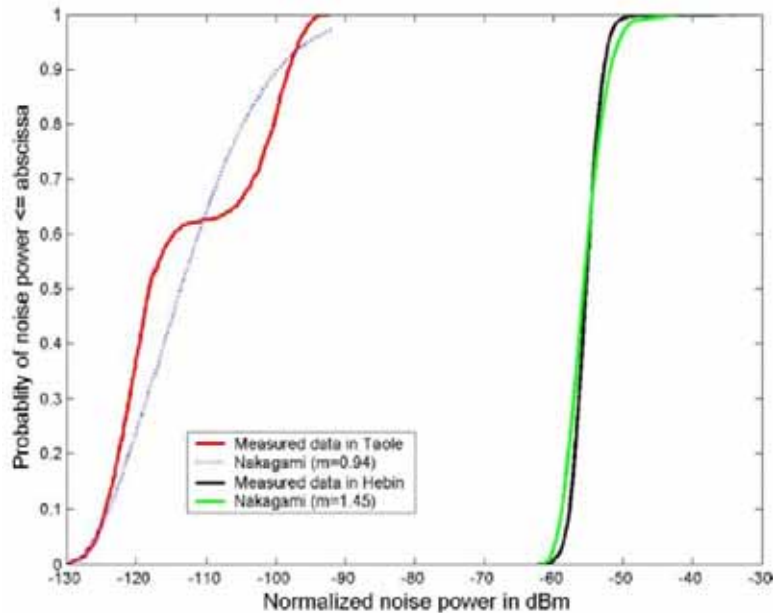


(a)



Σχήμα 3.4. Η CPD του θορύβου (a) στο Taole (b) στο Hebin

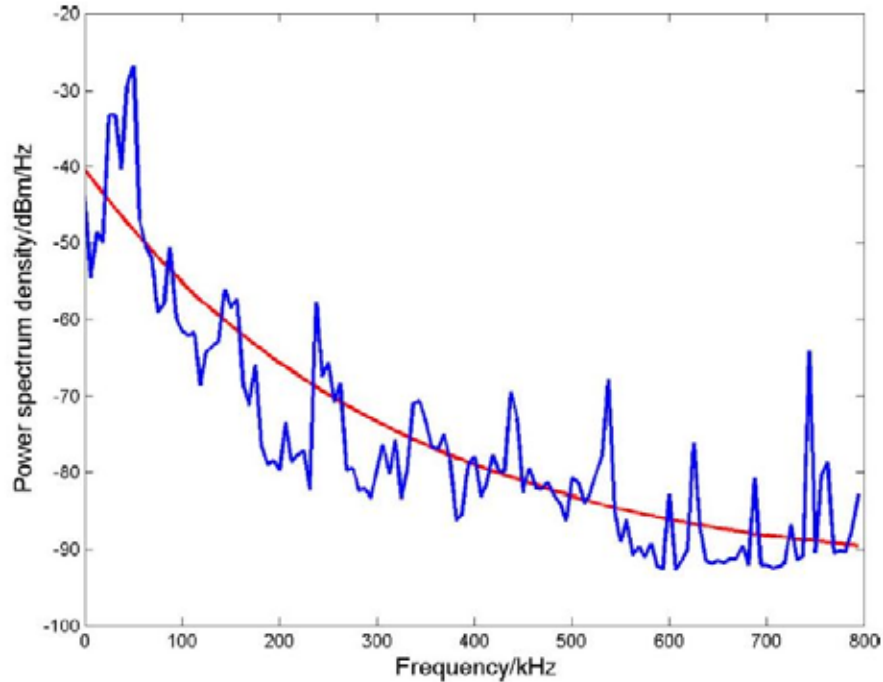
Από το Σχήμα 3.4 φαίνεται ότι η CPD της συνολικής ισχύος θορύβου πλησιάζει την κατανομή Nakagami που διαφέρει σημαντικά από την κανονική. Στη συνέχεια, οι ερευνητές συνεχίζουν την ανάλυση για συγκεκριμένες συχνότητες αυτή τη φορά, χρησιμοποιώντας την κατανομή Nakagami. Η μόνη συχνότητα που εμπίπτει στις NB-PLC και μελετούν είναι τα 200 kHz. Η κατανομή στη συχνότητα αυτή απεικονίζεται στο Σχήμα 3.5.



Σχήμα 3.5. CPD των μετρήσεων μαζί με τις αντίστοιχες κατανομές Nakagami στα 200 kHz

Η καταλληλότητα της κατανομής Nakagami για την περιγραφή του θορύβου ελέγχεται μέσω της αξιολόγησης χ-τετράγωνο του Pearson (Pearson chi-square test), ώστε να επιβεβαιωθεί ότι η προτεινόμενη κατανομή περιγράφει επιτυχώς τα δεδομένα των μετρήσεων. Από τον έλεγχο αυτό προκύπτει ότι όντως η κατανομή Nakagami ταιριάζει στην εικόνα του θορύβου των MV-PLC. Ένα σήμα που ακολουθεί την κατανομή αυτή έχει τυχαίο πλάτος και φάση. Λόγω της τυπικής δομής ενός δικτύου MT που είναι οργανωμένο σε ζυγούς, στο δέκτη φθάνουν όλων των ειδών οι θόρυβοι με τυχαία πλάτη και φάσεις. Συνεπώς, είναι δυνατή η χρήση της κατανομής Nakagami για την περιγραφή του θορύβου. Επίσης, η κατανομή αυτή χρησιμοποιείται συχνά για να αποδώσει τις στατιστικές ιδιότητες σημάτων που υπόκεινται σε πολυδιαδρομική διάδοση. Η παράμετρος m καλείται παράγοντας διάλειψης (fading figure) και είναι ο λόγος της μέσης ισχύος του θορύβου προς τη διασπορά του κατά τη διάρκεια της περιόδου μέτρησης. Αν η μέση ισχύς είναι καθορισμένη, τότε το m εξαρτάται μόνο από τη διασπορά του θορύβου. Αν η μεταβλητή μεταβάλλεται σημαντικά, τότε το m είναι μικρό και αντιστρόφως. Για $m=1$ η κατανομή Nakagami ταυτίζεται με τη Rayleigh και για $m=0.5$ με τη μονόπλευρη Gaussian.

Στις χαμηλές συχνότητες οι ερευνητές καταλήγουν ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος μειώνεται εκθετικά με τη συχνότητα. Το συμπέρασμα αυτό γίνεται εμφανές από τη γραφική παράσταση του Σχήματος 3.6.



Σχήμα 3.6. Χρήση εκθετικής συνάρτησης για τη φασματική αναπαράσταση του θορύβου στο Hebin

Συνεπώς, για την περιγραφή του φάσματος του θορύβου προτείνουν τη χρήση της εκθετικής συνάρτησης:

$$P = Ae^{Bf} \quad (3.8)$$

όπου f η συχνότητα, P η κανονικοποιημένη φασματική πυκνότητα και A , B τυχαίες μεταβλητές που προσδιορίζονται από τις μετρήσεις με τη μέθοδο της ελαχιστοποίησης του μέσου τετραγωνικού σφάλματος (minimum mean-square estimate ή MMSE). Από την έρευνα των μελετητών προκύπτει το συμπέρασμα ότι αυτές οι μεταβλητές A , B ακολουθούν επίσης την κατανομή Nakagami.

Στην παρούσα εργασία ο θόρυβος που προστίθεται στο σήμα έχει τα χαρακτηριστικά της παραγράφου 3.5, δηλαδή τα δείγματά του ακολουθούν την κατανομή Nakagami και η φασματική του πυκνότητα έχει εκθετικά φθίνουσα μέση τιμή.

Κεφάλαιο 4: Multicarrier Modulation και Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Η πολυδιαυλική διαμόρφωση (multicarrier modulation ή MCM) βασίζεται στην ιδέα ότι μία ροή δεδομένων προς μετάδοση χωρίζεται σε ένα πλήθος από υποροές, εκάστη των οποίων μεταδίδεται σε ένα ξεχωριστό υποκανάλι (subchannel). Κάθε υποκανάλι μεταφέρει ένα πολύ μικρό ποσό πληροφορίας σε σύγκριση με τη συνολική ροή. Ως εκ τούτου, απαιτεί πολύ μικρότερο εύρος ζώνης και χαρακτηρίζεται από χαμηλότερο ρυθμό μετάδοσης. Είναι φανερό ότι μία από τις βασικότερες παραμέτρους της MCM είναι ο αριθμός των υποκαναλιών. Ο αριθμός αυτός διαλέγεται έτσι ώστε το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) του ευρυζωνικού (wideband) διαύλου να είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης κάθε υποκαναλιού. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση επίπεδων διαλείψεων (flat fading) σε κάθε υποκανάλι και την ελαχιστοποίηση της διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference ή ISI). Ένα ακόμη πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό της MCM είναι η επίτευξη ορθογωνιότητας μεταξύ των υποκαναλιών, η οποία σε ιδανικές συνθήκες διάδοσης διασφαλίζει ότι δε θα υπάρχει διακαναλική παρεμβολή (intercarrier interference ή ICI).

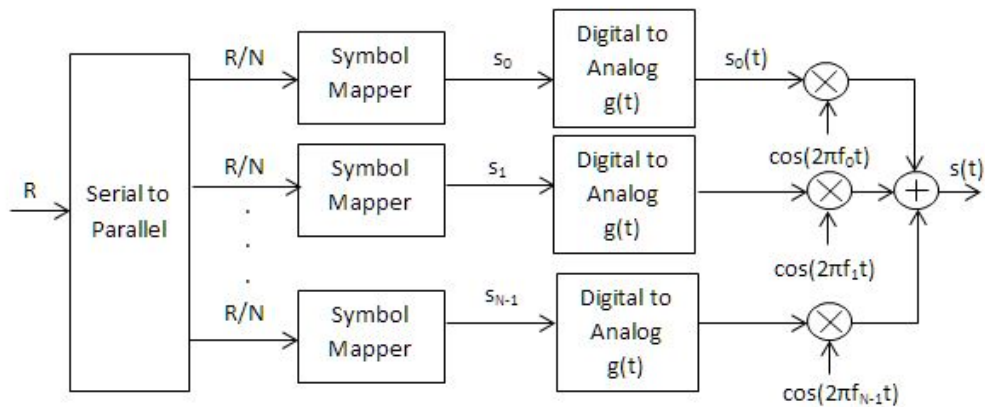
Η MCM χρησιμοποιείται σε πλήθος ενσύρματων και ασύρματων εφαρμογών παρέχοντας σημαντικά πλεονεκτήματα. Δεν απαιτεί ένα μεγάλο, ενιαίο τμήμα του φάσματος αφού τα υποκανάλια δεν είναι υποχρεωτικό να είναι συνεχόμενα. Επίσης, μπορεί να υλοποιηθεί ψηφιακά με εύκολο τρόπο. Η γνωστότερη υλοποίηση της MCM είναι η πολυπλεξία με ορθογώνια διαίρεση συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing ή OFDM), η οποία κάνει χρήση ενός κυκλικού προθέματος (cyclic prefix ή CP) για να εξαλείψει την ISI. Οι πολυδιαυλικές τεχνικές χρησιμοποιούνται ευρέως σε κανάλια με μεγάλη διασπορά καθυστέρησης (delay spread), όπου η ισοστάθμιση (equalization) στο πεδίο του χρόνου είναι δύσκολη ή πολύπλοκη. Η επίδοση της MCM μπορεί να χειροτερεύσει αν χαθεί η ορθογωνιότητα μεταξύ υποφερόντων λόγω της ύπαρξης κάποιου φασματικού ή χρονικού jitter (τρεμουλιάσματος). Τέλος, η MCM υποφέρει από μεγαλύτερο λόγο μέγιστης προς μέση ισχύος (peak to average ratio ή PAR) σε σύγκριση με συστήματα απλού φέροντος, προκαλώντας προβλήματα όταν χρησιμοποιούνται μη γραμμικοί ενισχυτές.

4.1. Υλοποίηση συστημάτων MCM

Σε ένα πολυδιαυλικό σύστημα η αρχική ροή δεδομένων χωρίζεται σε πολλαπλές υποροές, εκάστη των οποίων καταλαμβάνει ένα υποκανάλι. Τα υποκανάλια είναι επικεντρωμένα γύρω από διαφορετικές συχνότητες και ανά δύο είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Όπως γίνεται φανερό από την (4.3), αν T_N είναι η διάρκεια συμβόλου σε ένα υποκανάλι, τότε η ορθογωνιότητα εξασφαλίζεται όταν τα υποφέροντα απέχουν φασματικά κατά $1/T_N$,

Έστω ένα σύστημα με ρυθμό μετάδοσης R , ζωνοπερατό εύρος ζώνης B και εύρος ζώνης συνοχής διαύλου $B_c < B$. Η ενιαία διαμόρφωση σε ένα φέρον θα προκαλούσε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα στο σήμα. Αν χρησιμοποιηθεί MCM με N υποφέροντα, κάθε υποκανάλι έχει εύρος ζώνης $B_N = B/N < B_c$, για κάποια μεγάλη τιμή του N . Έτσι, σε κάθε υποκανάλι προκαλούνται επίπεδες διαλείψεις και ελάχιστη ISI. Στο πεδίο του χρόνου η ανισότητα $B_N < B_c$ είναι ισοδύναμη με $T_N \gg T_m$, όπου T_N είναι η διάρκεια συμβόλου του

διαμορφωμένου σήματος σε κάθε υποκανάλι και T_m είναι η διασπορά καθυστέρησης του διαύλου. Ένας πολυδιαυλικός πομπός απεικονίζεται στο Σχήμα 4.1.



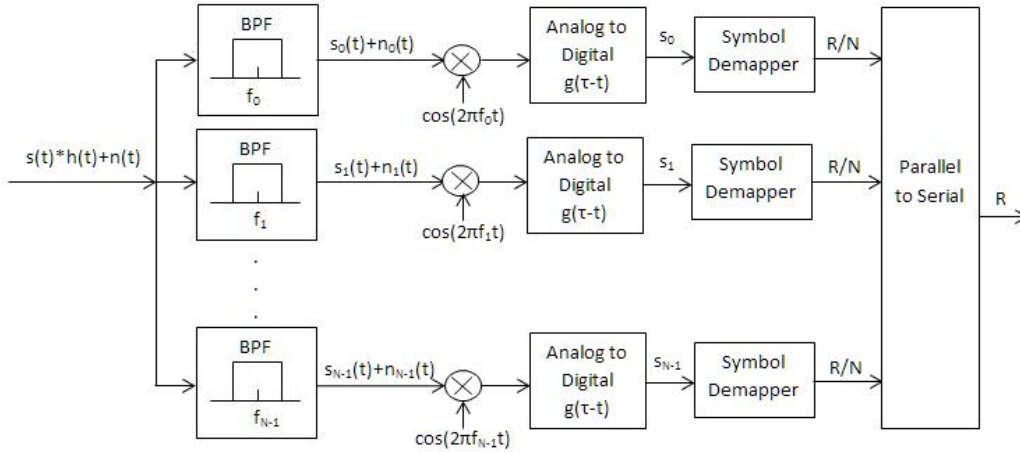
Σχήμα 4.1. Πολυδιαυλικός πομπός

Η αρχική ροή δεδομένων με ρυθμό μετάδοσης R bps αποτελεί είσοδο σε ένα μετατροπέα σειριακού σήματος σε παράλληλο ο οποίος τη χωρίζει σε N υποροές, εκάστη των οποίων έχει ρυθμό μετάδοσης R/N . Κάθε υποροή αντιστοιχίζεται σε σύμβολα, συνήθως με MPSK ή MQAM, με εύρος ζώνης $B_N=B/N$. Τα σύμβολα μετατρέπονται από ψηφιακό σε αναλογικό σήμα χρησιμοποιώντας έναν παλμό μορφοποίησης ανυψωμένου συνημίτονου, $g(t)$, με συντελεστή εξάπλωσης (roll-off factor) β . Ως εκ τούτου, η διάρκεια κάθε συμβόλου είναι $T_N=(1+\beta)/T_N$. Κάθε υποροή μεταφέρεται στη συνέχεια στην κεντρική συχνότητα του αντίστοιχου υποκαναλιού. Τελικά, τα σήματα από όλα τα υποκανάλια προστίθενται για να παραχθεί το προς μετάδοση ζωνοπερατό σήμα

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i g(t) \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (4.1)$$

όπου s_i είναι το μιγαδικό σύμβολο της i -οστής υποροής, φ_i η τυχαία φάση του i -οστού τοπικού ταλαντωτή και $f_i=f_0+iB_N$ η κεντρική συχνότητα του i -οστού υποφέροντος. Το συνολικό ζωνοπερατό εύρος ζώνης είναι $NB_N=B$ και ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης είναι $NR_N=R$. Είναι φανερό ότι υπό κανονικές συνθήκες η MCM δε μεταβάλλει τις παραμέτρους του αρχικού σήματος.

Ένας πολυδιαυλικός δέκτης απεικονίζεται στο Σχήμα 4.2, όπου με $h(t)$ συμβολίζεται η κρουστική απόκριση του διαύλου.



Σχήμα 4.2. Πολυδιαυλικός δέκτης

Το σήμα, στο οποίο κατά τη διάρκεια της μετάδοσης έχει υπερτεθεί θόρυβος, διέρχεται από ζωνοπερατά φίλτρα για να διαχωριστούν τα σήματα στα υποκανάλια. Δεν είναι απαραίτητο να γίνει ισοστάθμιση συχνότητας, αφού κάθε υποκάνάλι έχει υποστεί επίπεδη διάλειαση. Μετά το φιλτράρισμα ακολουθεί η αποδιαμόρφωση κάθε υποφέροντος. Τελικά, όλες οι υποροές μετατρέπονται από παράλληλες σε ένα σειριακό σήμα, παράγοντας έτσι την αρχική ακολουθία δεδομένων.

Ένας πρακτικός δέκτης διαφέρει από αυτόν που μόλις περιγράφηκε. Πρέπει να ληφθεί υπόψη ότι το σήμα σε κάθε υποκάνάλι έχει μεγαλύτερο εύρος ζώνης λόγω του παλμού ανυψωμένου συνημίτονου. Ο παλμός αυτός πρέπει να είναι χρονικά περιορισμένος με αποτέλεσμα τη φασματική διεύρυνσή του. Συνεπώς, το εύρος ζώνης κάθε υποκαναλιού αυξάνεται κατά ϵ/T_N και το συνολικό εύρος ζώνης γίνεται:

$$B = \frac{N(1 + \beta + \epsilon)}{T_N} \quad (4.2)$$

μειώνοντας έτσι τη φασματική απόδοση του συστήματος.

Επίσης, η υλοποίηση που περιγράφεται ανωτέρω απαιτεί σχεδόν ιδανικά ζωνοπερατά φίλτρα ώστε να μη διαταραχθεί η ορθογωνιότητα των υποφερόντων στο δέκτη. Το μεγαλύτερο πρόβλημα όμως είναι η απαίτηση για N ζεύγη διαμορφωτών και αποδιαμορφωτών, κάτι που προκαλεί ζητήματα κόστους, μεγέθους και κατανάλωσης ισχύος στον πομπό και το δέκτη.

4.2. Συστήματα MCM με επικαλυπτόμενα υποκανάλια

Η μικρή φασματική απόδοση μπορεί να μετριαστεί επικαλύπτοντας τα υποκανάλια. Τα υποφέροντα πρέπει όμως να διατηρούν την ορθογωνιότητά τους ώστε να μπορεί ο δέκτης να τα διαχωρίζει. Για οποιοδήποτε σύνολο τυχαίων φάσεων $\{\phi_i\}$, τα υποφέροντα $\cos(2\pi(f_0+i/T_N)+\phi_i)$, $i=0,1,\dots,N-1$, αποτελούν ένα σύνολο ορθογώνιων συναρτήσεων αφού ισχύει:

$$\begin{aligned}
& \int_0^{T_N} \cos(2\pi(f_0 + i/T_N)t + \varphi_i) \cos(2\pi(f_0 + j/T_N)t + \varphi_j) dt \\
&= \int_0^{T_N} \frac{1}{2} \cos(2\pi(i-j)t/T_N + \varphi_i - \varphi_j) dt \\
&+ \int_0^{T_N} \frac{1}{2} \cos(2\pi(2f_0 + i + j)t/T_N + \varphi_i + \varphi_j) dt \\
&\approx \int_0^{T_N} \frac{1}{2} \cos\left(2\pi(i-j)t/T_N + \varphi_i - \varphi_j\right) dt = \frac{1}{2} T_N \delta(i-j) \quad (4.3)
\end{aligned}$$

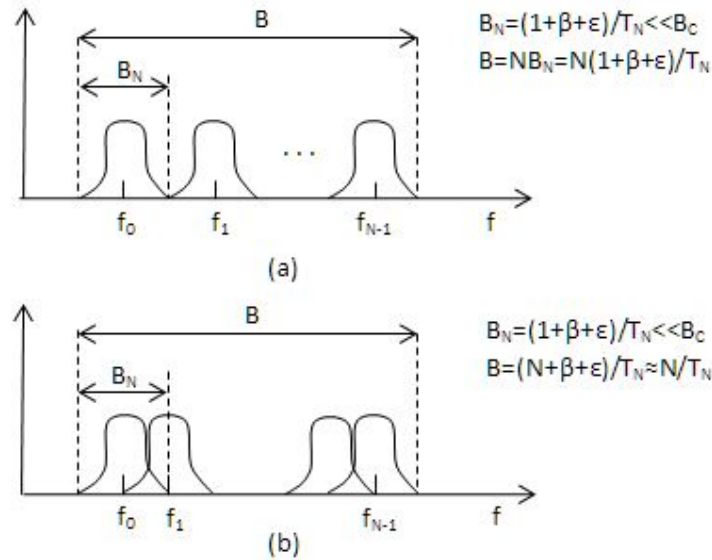
όπου το ολοκλήρωμα στην τρίτη γραμμή είναι περίπου ίσο με το μηδέν όταν $f_0 T_N \gg 1$.

Μπορεί επίσης να αποδειχθεί ότι η ελάχιστη φασματική απόσταση που διασφαλίζει ότι τα υποφέροντα είναι ορθογώνια στη διάρκεια συμβόλου $[0, T_N]$ είναι $1/T_N$. Για κατάλληλα επιλεγμένους παλμούς βασικής ζώνης $g(t)$, π.χ. παλμούς ανυψωμένου συνημίτονου, το σύνολο των συναρτήσεων $g(t)\cos(2\pi(f_0+i/T_N)t+\varphi_i)$, $i=0,1,\dots,N-1$, αποτελεί ένα σύνολο από συναρτήσεις σχεδόν ορθογώνιας βάσης.

Έστω ένα πολυδιαυλικό σύστημα με παλμούς ανυψωμένου συνημίτονου με συντελεστή rolloff β . Κάθε υποκανάλι καταλαμβάνει ζωνοπερατό εύρος ζώνης $B_N=(1+\beta)/T_N$. Αντίθετα με το προηγούμενο σύστημα με τα μη επικαλυπτόμενα υποκανάλια, οι συχνότητες των υποφερόντων είναι τώρα $f_i=f_0+i/T_N$, $i=0,1,\dots,N-1$. Αυτό σημαίνει ότι η διαφορά στη συχνότητα των υποφερόντων είναι $1/T_N$. Ως εκ τούτου, τα υποκανάλια επικαλύπτονται για $\beta>0$. Η εφαρμογή χρονικού παραθύρου στους παλμούς -που είναι απαραίτητη αφού είναι αδύνατη η εκπομπή παλμών με άπειρο χρονικό εύρος- αυξάνει περαιτέρω το ζωνοπερατό εύρος ζώνης κατά ε/T_N . Η αύξηση αυτή στην περίπτωση των επικαλυπτόμενων υποκαναλιών επηρεάζει μόνο το εύρος ζώνης των ακραίων υποκαναλιών. Όπως φαίνεται και από το Σχήμα 4.3, το συνολικό εύρος ζώνης του προκύπτει:

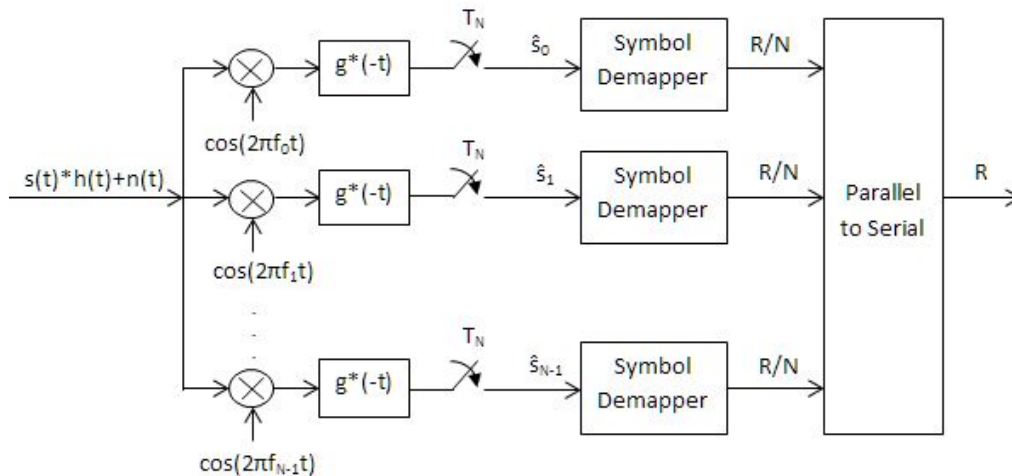
$$B = \frac{N + \beta + \varepsilon}{T_N} \approx \frac{N}{T_N} \quad (4.4)$$

όπου ο παράγοντας $(\beta+\varepsilon)/T_N$ προστίθεται από το πρώτο και το τελευταίο υποκανάλι. Η προσέγγιση στην (4.4) ισχύει για μεγάλες τιμές του N .



Σχήμα 4.3. (a) MCM σύστημα με μη επικαλυπτόμενα υποκανάλια
(b) MCM σύστημα με επικαλυπτόμενα υποκανάλια

Σε MCM συστήματα με επικαλυπτόμενα υποκανάλια πρέπει να γίνουν ορισμένες διαφοροποιήσεις σε σχέση με τον πομπό του Σχήματος 4.1 και του δέκτη του Σχήματος 4.2. Αυτό που αλλάζει στην υλοποίηση του Σχήματος 4.1 είναι ότι οι συχνότητες των υποφερώντων είναι πλέον $f_i = f_0 + i/T_N$, $i=0,1,\dots,N-1$. Η νέα δομή του δέκτη του Σχήματος 4.2 απεικονίζεται στο Σχήμα 4.4.



Σχήμα 4.4. Πολυδιαυλικός δέκτης για σύστημα με επικαλυπτόμενα υποκανάλια

Αμελώντας το θόρυβο $n(t)$ και την κρουστική απόκριση του διαύλου $h(t)$, η είσοδος σε κάθε αποκωδικοποιητή συμβόλων (symbol demapper) είναι

$$\begin{aligned}
\hat{s}_i &= \int_0^{T_N} \left(\sum_{j=0}^{N-1} s_j g(t) \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) \right) g(t) \cos(2\pi f_i + \varphi_i) dt \\
&= \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} g^2(t) \cos(2\pi(f_0 + j/T_N)t + \varphi_j) \cos(2\pi(f_0 + i/T_N)t + \varphi_i) dt \\
&= \sum_{j=0}^{N-1} s_j \delta(j - i) = s_i \quad (4.5)
\end{aligned}$$

όπου χρησιμοποιήθηκε το γεγονός ότι οι συναρτήσεις $g(t)\cos(2\pi f_i t + \varphi_i)$ αποτελούν ένα ορθοκανονικό σύνολο συναρτήσεων βάσης στη διάρκεια συμβόλου $[0, T_N]$.

Αν ληφθεί υπόψη η συνάρτηση μεταφοράς του υποκαναλιού $a_i = H(f_i)$ και ο θόρυβος που προστίθεται στο σήμα n_i , η είσοδος σε κάθε αποκωδικοποιητή συμβόλων είναι $\hat{s}_i = a_i s_i + n_i$. Ο θόρυβος αυτός μπορεί να οφείλεται σε παρεμβολές από άλλες υπηρεσίες ή το θερμικό θόρυβο που δημιουργούν ορισμένα τμήματα των τηλεπικοινωνιακών κυκλωμάτων.

Το σημαντικότερο πλεονέκτημα των πολυδιαυλικών συστημάτων με επικαλυπτόμενα υποκανάλια είναι η μεγαλύτερη φασματική απόδοσή τους σε σύγκριση με ένα σύστημα με μη επικαλυπτόμενα υποκανάλια. Ταυτόχρονα, όμως, διακινδυνεύεται η ορθογωνιότητα των υποφερόντων λόγω κάποιας πιθανής χρονικής ή φασματικής απόκλισης. Τα φαινόμενα αυτά δημιουργούν ICI, μειώνοντας την επίδοση του συστήματος.

4.3. Μετριάσμός των διαλείψεων στα υποκανάλια

Σε ένα πολυδιαυλικό σύστημα κάθε υποκανάλι υπόκειται σε επίπεδες διαλείψεις που, όταν είναι έντονες, μπορούν να προκαλέσουν αυξημένο BER σε κάποια από αυτά. Το SNR λήψης στο i -οστό υποκανάλι είναι

$$\gamma_i = \frac{a_i^2 P_i}{N_0 B_N} \quad (4.6)$$

όπου a_i είναι η εξασθένηση λόγω διάλειψης και P_i η ισχύς εκπομπής στο i -οστό υποκανάλι, N_0 η πυκνότητα ισχύος θορύβου και B_N το εύρος ζώνης κάθε υποκαναλιού. Μικρές τιμές για το a_i οδηγούν σε μικρό SNR_i και μεγάλο BER_i . Επίσης, το a_i δεν είναι σταθερό στο χρόνο αλλά διαφοροποιείται ανάλογα με την κατανομή των διαλείψεων. Οι επίπεδες διαλείψεις αυτές πρέπει να μετριάστούν και για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί ποικίλες τεχνικές: κωδικοποίηση με παρεμβολή στο χρόνο και τη συχνότητα, ισοστάθμιση συχνότητας, προ-κωδικοποίηση, προσαρμοζόμενη φόρτωση. Η πιο συχνά χρησιμοποιούμενη τεχνική είναι η κωδικοποίηση με παρεμβολή διότι δεν απαιτεί πληροφορία για το κανάλι στον πομπό.

4.3.1. Κωδικοποίηση με ανάδευση στο χρόνο και τη συχνότητα (Coding with interleaving over time and frequency)

Η τεχνική αυτή υλοποιείται σε τρία βήματα: τα ψηφία των δεδομένων κωδικοποιούνται σε κωδικές λέξεις (codewords), οι λέξεις αυτές αναδεύονται στο χρόνο και τη συχνότητα και, τέλος, μεταδίδονται μέσω διαφορετικών υποκαναλιών. Αυτό διασφαλίζει ότι τα κωδικοποιημένα ψηφία που ανήκουν σε μία κωδική λέξη επηρεάζονται από ανεξάρτητες

διαλείψεις. Αν η πλειοψηφία των υποκαναλιών έχει υψηλό SNR, τα περισσότερα κωδικοποιημένα ψηφία θα ληφθούν σωστά και τα λάθη που προκλήθηκαν στα ολιγάριθμα δυσμενή υποκανάλια (εκείνα που έχουν μικρό SNR) μπορούν να διορθωθούν. Η τεχνική αυτή λειτουργεί αποδοτικά όταν το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου είναι μικρό. Στην περίπτωση αυτή, οι διαλείψεις στις οποίες υπόκεινται γειτονικά κανάλια θα έχουν μικρή συσχέτιση, οπότε η ανάδευση μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την επίδοση του συστήματος. Η μέθοδος αυτή απαιτεί επίσης πληροφορία περί της κατάστασης του καναλιού στον αποκωδικοποιητή. Η απόκτηση της πληροφορίας αυτής απαιτεί την αποστολή ενός σήματος πιλότου δύο διαστάσεων στο χρόνο και τη συχνότητα. Ο τρόπος με τον οποίο το σήμα αυτό επηρεάζεται από το δίαυλο καθιστά γνωστή τη συνάρτηση μεταφορά του και άρα το πώς επηρεάζονται τα επιθυμητά σήματα κατά τη διάδοσή τους μέσω αυτού.

4.3.2. Αντιστάθμιση συχνότητας (Frequency equalization)

Η τεχνική αυτή δεν μπορεί να βελτιώσει τη μείωση της επίδοσης που προκαλούν οι επίπεδες διαλείψεις. Η ισοστάθμιση συχνότητα αντιστρέφει την επίπεδη διάλειαση a_i στο i -οστό υποκάνάλι στο δέκτη, πολλαπλασιάζοντας το σήμα λήψης με $1/a_i$. Τότε, όμως, πολλαπλασιάζεται με $1/a_i$ και ο θόρυβος οπότε το SNR μετά την ισοστάθμιση συχνότητας είναι το ίδιο με το αρχικό, δηλαδή:

$$SNR_{new} = \frac{\frac{1}{a_i^2} a_i^2 P_i}{\frac{1}{a_i^2} N_0 B_N} = \frac{a_i^2 P_i}{N_0 B_N} = SNR_{old} \quad (4.7)$$

4.3.3. Προκωδικοποίηση (Precoding)

Η τεχνική της προκωδικοποίησης αντιστρέφει τη διάλειαση του καναλιού στον πομπό και όχι στο δέκτη όπως η ισοστάθμιση συχνότητας. Ο πομπός πρέπει να γνωρίζει την εξασθένηση a_i που εισάγουν οι επίπεδες διαλείψεις σε κάθε υποκάνάλι και να εκπέμπει με ισχύ P_i/a_i^2 . Το υποκάνάλι εισάγει τότε εξασθένηση a_i και η ισχύς του σήματος στο δέκτη φθάνει $(P_i/a_i^2)a_i^2=P_i$. Η ισχύς του προστιθέμενου θορύβου δεν επηρεάζεται, οπότε η σηματοθορυβική σχέση λήψης γράφεται

$$SNR_{new} = \frac{P_i}{N_0 B_N} = \frac{1}{a_i^2} SNR_{old} \xrightarrow{a_i < 1} SNR_{new} > SNR_{old} \quad (4.8)$$

Αν και η προκωδικοποίηση μετριάξει τα ζητήματα που δημιουργούν οι επίπεδες διαλείψεις, σχετίζεται με δύο προβλήματα: πρώτον, η εξάλειψη της επίδρασης του διαύλου που επιτυγχάνει δεν είναι αποδοτική ως προς την κατανάλωση ισχύος σε κανάλια με διαλείψεις (αφού δαπανάται ισχύς για την αποστολή σημάτων πιλότων και όχι χρήσιμης πληροφορίας) και, δεύτερον, απαιτεί γνώση του καναλιού στον πομπό, η οποία είναι δύσκολο να αποκτηθεί σε ταχέως μεταβαλλόμενους διαύλους.

4.3.4. Προσαρμοστική φόρτωση (Adaptive loading)

Η μέθοδος αυτή σχετίζεται με την προσαρμοστική διαμόρφωση (adaptive modulation) και τις τεχνικές της. Η γενική ιδέα της προσαρμοστικής φόρτωσης και διαμόρφωσης είναι να μεταβάλλεται ο ρυθμός μετάδοσης και η ισχύς του σήματος σε κάθε υποκανάλι αντίστοιχα προς τις μεταβολές της εξασθένησης α_i . Αυτό φυσικά απαιτεί γνώση του καναλιού στον πομπό, όπως και στην περίπτωση της προκωδικοποίησης. Ο ρυθμός μετάδοσης και η ισχύς κάθε υποκαναλιού αποτελούν μεταβλητές που μεταβάλλονται προσαρμοστικά ώστε να μεγιστοποιηθεί ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης του συστήματος, ενώ ταυτόχρονα να διατηρείται εντός των αποδεκτών ορίων το BER. Συνήθως, κατά την προσαρμοζόμενη φόρτωση χρησιμοποιείται η διαμόρφωση MQAM, μπορούν όμως να χρησιμοποιηθούν και άλλες τεχνικές διαμόρφωσης.

4.4. Ψηφιακή υλοποίηση της MCM

4.4.1. Διακριτός μετασχηματισμός Fourier

Έστω μία ακολουθία διακριτού χρόνου $x[n]$, $0 \leq n \leq N-1$. Ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier (discrete Fourier transform ή DFT) N -σημείων της ορίζεται μέσω της σχέσης

$$DFT\{x[n]\} = X[i] \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp(-j2\pi ni/N), \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (4.9)$$

Η ακολουθία $X[i]$ περιγράφει το φασματικό περιεχόμενο των χρονικών δειγμάτων $x[n]$. Ο αντίστροφος διακριτός μετασχηματισμός Fourier (inverse discrete Fourier transform ή IDFT) ανακτά την ακολουθία $x[n]$ από τον DFT αυτής, όπως περιγράφεται από τη σχέση

$$IDFT\{X[i]\} = x[n] \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] \exp(j2\pi ni/N), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.10)$$

Οι DFT και IDFT μπορούν να υλοποιηθούν εύκολα και ταχέως από το κατάλληλο υλισμικό (hardware) με τη χρήση του αλγορίθμου ευθέως fast Fourier transform (FFT) και του αντιστρόφου του (IFFT), αντίστοιχα.

Η έξοδος $y[n]$ ενός γραμμικού χρονικά αμετάβλητου καναλιού διακριτού χρόνου με κρουστική απόκριση $h[n]$ και είσοδο $x[n]$ είναι η συνέλιξη διακριτού χρόνου των $h[n]$ και $x[n]$, δηλαδή

$$y[n] = h[n] * x[n] = x[n] * h[n] = \sum_k h[k] x[n-k] \quad (4.11)$$

Η κυκλική συνέλιξη N -σημείων των $x[n]$ και $h[n]$ ορίζεται ως:

$$y[n] = x[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes x[n] = \sum_k h[k] x[n-k]_N \quad (4.12)$$

όπου $[n-k]_N = [n-k] \text{ modulo } N$. Η ακολουθία $x[n-k]_N$ είναι ως εκ τούτου μία περιοδική εκδοχή του $x[n-k]$ με περίοδο N . Όπως άμεσα προκύπτει από τη (4.12), το $y[n]$ είναι επίσης περιοδικό με περίοδο N .

Η κυκλική συνέλιξη στο χρόνο είναι ισοδύναμη με πολλαπλασιασμό στο πεδίο της συχνότητας:

$$DFT\{y[n] = x[n] \otimes h[n]\} = Y[i] = X[i]H[i], \quad 0 \leq i \leq N - 1 \quad (4.13)$$

Επομένως, όταν το κανάλι και η είσοδος συνελίσσονται κυκλικά και το $h[n]$ είναι γνωστό, η αρχική ακολουθία $x[n]$ μπορεί να ανακτηθεί μέσω της σχέσης

$$x[n] = IDFT\{X[i]\} = IDFT\{Y[i]/H[i]\} \quad (4.14)$$

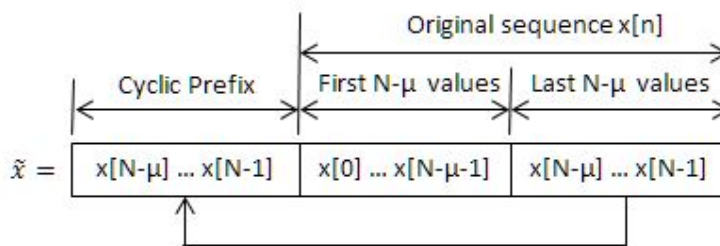
Εντούτοις, η έξοδος του καναλιού δεν προκύπτει από κυκλική συνέλιξη αλλά από γραμμική. Το ζήτημα αυτό μπορεί να επιλυθεί προσθέτοντας ένα κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix, CP) στην είσοδο. Στην περίπτωση αυτή, η γραμμική συνέλιξη μεταξύ της εισόδου του καναλιού και της κρουστικής απόκρισής του μπορεί να μετατραπεί σε κυκλική.

4.4.2. Κυκλικό πρόθεμα

Έστω μία ακολουθία διακριτού χρόνου $x[n]$, $0 \leq n \leq N-1$, που αποτελεί είσοδο σε ένα κανάλι διακριτού χρόνου με πεπερασμένη κρουστική απόκριση (finite impulse response ή FIR) $h[n]$ μήκους $\mu+1 = T_m/T_s$, $0 \leq n \leq \mu$, όπου T_m η διασπορά καθυστέρησης του καναλιού και T_s η περίοδος δειγματοληψίας του $x[n]$. Το κυκλικό πρόθεμα του $x[n]$ αποτελείται από τις τελευταίες μ τιμές του εαυτού του, δηλαδή τα $\{x[N-\mu], \dots, x[N-1]\}$. Έτσι, δημιουργείται μία νέα ακολουθία $\tilde{x}[n]$, $-\mu \leq n \leq N-1$:

$$\tilde{x}[-\mu], \dots, \tilde{x}[N-1] = x[N-\mu], \dots, x[N-1], x[0], \dots, x[N-1] \quad (4.15)$$

Η δημιουργία της $\tilde{x}[n]$ φαίνεται γραφικά στο Σχήμα 4.5.



Σχήμα 4.5. Κυκλικό πρόθεμα

Από τον ορισμό του $\tilde{x}[n]$ γίνεται προφανές ότι $\tilde{x}[n] = x[n]_N$, $-\mu \leq n \leq N-1$ και με αλλαγή μεταβλητής $\tilde{x}[n-k] = x[n-k]_N$, $-\mu \leq n-k \leq N-1$. Όταν το $\tilde{x}[n]$ διεγείρει ένα κανάλι διακριτού χρόνου με κρουστική απόκριση $h[n]$, η έξοδος του καναλιού $y[n]$, $0 \leq n \leq N-1$ είναι:

$$y[n] = \tilde{x}[n] * h[n] = \sum_{k=0}^{\mu-1} h[k] \tilde{x}[n-k] = \sum_{k=0}^{\mu-1} h[k] x[n-k]_N = x[n] \otimes h[n] \quad (4.16)$$

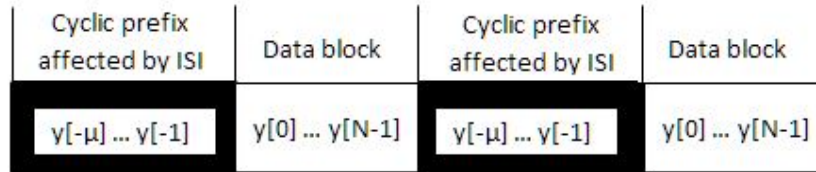
Όπως φαίνεται από τη (4.16), η γραμμική συνέλιξη που σχετίζεται με την έξοδο $y[n]$ μετατρέπεται σε κυκλική συνέλιξη με την προσθήκη ενός κυκλικού προθέματος στην ακολουθία εισόδου $x[n]$. Λαμβάνοντας το DFT της ακολουθίας εξόδου προκύπτει

$$Y[i] = DFT\{y[n]\} = X[i]H[i], \quad 0 \leq i \leq N - 1 \quad (4.17)$$

Η ακολουθία εισόδου μπορεί να ανακτηθεί από το $y[n]$:

$$x[n] = IDFT\{Y[i]/H[i]\} = IDFT\{DFT\{y[n]\}/DFT\{h[n]\}\} \quad (4.18)$$

Από τον ορισμό του, το $y[n]$, $-\mu \leq n \leq N-1$, έχει μήκος $N+\mu$ αλλά τα πρώτα μ δείγματα $\{y[-\mu], \dots, y[-1]\}$ δεν χρειάζονται για την ανάκτηση της ακολουθίας εισόδου $x[n]$, $0 \leq n \leq N-1$. Επίσης, έστω ότι το $x[n]$ αποτελείται από blocks δεδομένων μεγέθους N , έκαστο των οποίων έχει προσαρμοσμένο ένα CP για τη δημιουργία του $\tilde{x}[n]$. Τότε, τα πρώτα μ δείγματα ενός block μήκους $N+\mu$ του $y[n]$ στο δέκτη είναι κατεστραμμένα λόγω της παρεμβολής ISI που έχουν υποστεί από τα τελευταία μ δείγματα του προηγούμενου block, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.6.



Σχήμα 4.6. Χρήση του κυκλικού προθέματος για την εξάλειψη της ISI

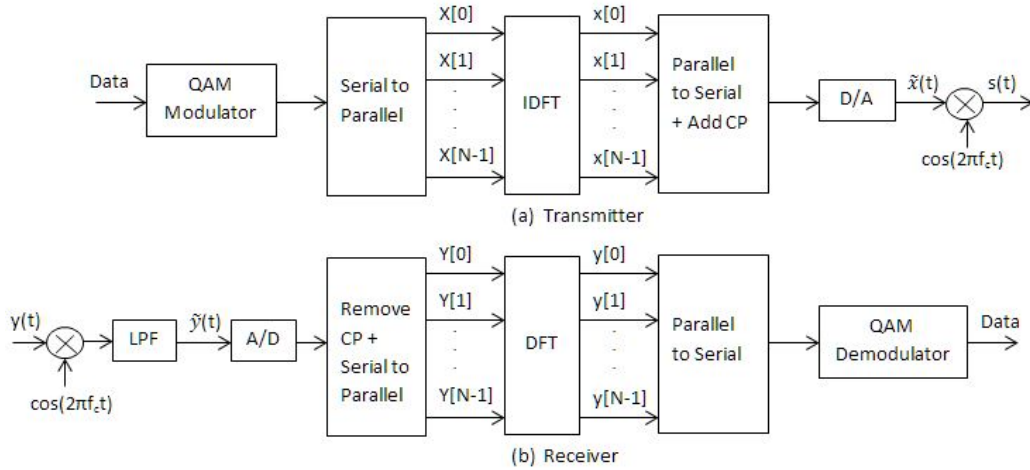
Τα πρώτα μ δείγματα του $y[n]$ επηρεάζονται από ISI και απορρίπτονται χωρίς απώλεια χρήσιμης πληροφορίας. Αυτή η χρήση του CP ισοδυναμεί με τη χρήση ενός διαστήματος φύλαξης (guard band) με διάρκεια T_m μετά από κάθε block N συμβόλων (με διάρκεια NT_s) για να εξαλειφθεί η ISI μεταξύ των blocks δεδομένων.

Η χρήση του CP έχει δύο μειονεκτήματα. Πρώτον, ο ρυθμός μετάδοσης μειώνεται σε $N/(\mu+N)$ λόγω του ότι μ πλεονάζοντα σύμβολα προστίθενται στο block των N συμβόλων πληροφορίας. Δεύτερον, η ισχύς που απαιτείται για την εκπομπή του CP δαπανάται ματαιώς αφού το CP δεν είναι απαραίτητο για την ανάκτηση της πληροφορίας και απορρίπτεται στο δέκτη. Το μειονέκτημα αυτό μπορεί να βελτιωθεί χρησιμοποιώντας CP που αποτελείται από μηδενικά σύμβολα. Κατ' αυτόν τον τρόπο δεν καταναλώνεται ισχύς για τη μετάδοση του προθέματος.

Το πολυδιαυλικό σύστημα που περιγράφηκε μέχρι το σημείο αυτό αποτελεί στην ουσία ένα σύστημα ορθογώνιας πολύπλεξης διαίρεσης συχνότητας (orthogonal frequency division multiplexing ή OFDM). Τα δεδομένα εισόδου χωρίζονται σε blocks μεγέθους N που αποκαλούνται σύμβολα OFDM. Ένα κυκλικό πρόθεμα προστίθεται στο καθένα για τους λόγους που αναφέρθηκαν προηγουμένως, δηλαδή για τη μετατροπή της γραμμικής συνέλιξης σε κυκλική και την εξάλειψη της ISI. Το πρόθεμα, κατεστραμμένο από την ISI, απομακρύνεται στο δέκτη και ο DFT των υπόλοιπων δεδομένων χρησιμοποιείται για την ανάκτηση των αρχικών δεδομένων εισόδου.

4.5. Υλοποίηση συστήματος OFDM

Η υλοποίηση ενός πομποδέκτη OFDM παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.7.



Σχήμα 4.7. (a) Πομπός OFDM
(b) Δέκτης OFDM

Στον πομπό τα δεδομένα εισόδου διαμορφώνονται αρχικά από ένα διαμορφωτή MQAM ώστε να δημιουργηθεί ένα block από N μιγαδικά σύμβολα. Στη συνέχεια, αυτά μετατρέπονται από σειριακά σε παράλληλα, παράγοντας ένα σύνολο N παράλληλων MQAM συμβόλων $X[i]$, $0 \leq i \leq N-1$. Τα δύο αυτά βήματα μπορούν να γίνουν και με την αντίστροφη σειρά, δηλαδή ο μετατροπέας από σειριακό σε παράλληλο να προηγείται του διαμορφωτή MQAM. Το $X[i]$ είναι το σύμβολο που θα μεταδοθεί μέσω του i -οστού υποφέροντος. Επομένως, τα N παράλληλα σύμβολα αποτελούν τις διακριτές συνιστώσες συχνότητας της εξόδου $s(t)$ του πομπού. Οι φασματικές συνιστώσες μετατρέπονται σε χρονικά δείγματα $x[n]$, $0 \leq n \leq N-1$ μέσω του μετασχηματισμού IDFT:

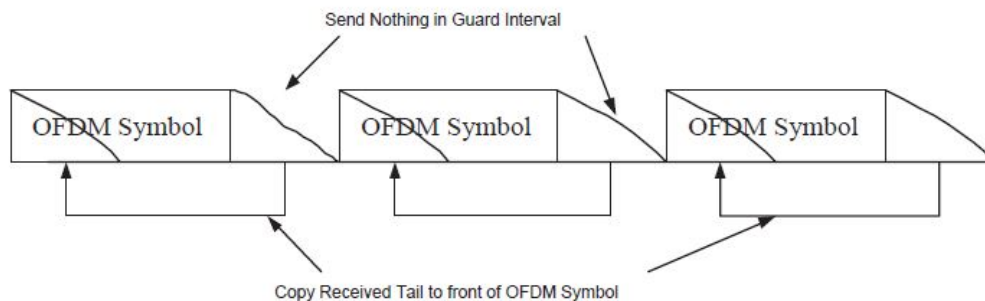
$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] e^{j \frac{2\pi n i}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.19)$$

Η ακολουθία $x[n]$ αποτελείται από δείγματα που είναι αθροίσματα του συνόλου των QAM συμβόλων $X[i]$, έκαστο των οποίων διαμορφώνεται κατά $\exp(j2\pi i/N)$, $0 \leq i \leq N-1$. Επίσης, η ακολουθία $x[n]$ αντιστοιχεί σε χρονικά δείγματα του πολυδιαυλικού σήματος $s(t)$. Τα δείγματα του $x[n]$ μετατρέπονται από παράλληλα σε ένα σειριακό σήμα και, στη συνέχεια, προστίθεται το CP για να παραχθεί η ακολουθία $\tilde{x}[n]$, $-m \leq n \leq N-1$, όπως δίνεται από την (4.15). Η έξοδος διέρχεται από ένα μετατροπέα D/A ώστε από ψηφιακή να γίνει αναλογική. Το OFDM σήμα βασικής ζώνης $\tilde{x}(t)$ υφίσταται άνω μετατροπή στη συχνότητα f_c .

Το σήμα λήψης στο δέκτη είναι $y(t) = s(t) * h(t) + n(t)$, όπου $h(t)$ είναι η κρουστική απόκριση του καναλιού και $n(t)$ ο προστιθέμενος θόρυβος. Το σήμα $y(t)$ υφίσταται κάτω μετατροπή συχνότητας στη βασική ζώνη και φιλτράρεται βαθυπερατά για να απομακρυνθούν οι υψηλότερες συχνότητες. Η έξοδος του βαθυπερατού φίλτρου LPF μετατρέπεται από αναλογικό σήμα σε ψηφιακή ακολουθία, τα πρώτα m δείγματα της οποίας απορρίπτονται

όντας δείγματα του CP ενώ τα υπόλοιπα N χρονικά δείγματα του $\gamma[n]$ υπόκεινται σε μετασχηματισμό DFT ώστε να ληφθεί (θεωρώντας ότι δεν υπάρχει θόρυβος) το σήμα $Y[i]=H[i]X[i]$, όπου $H[i]=H(f_i)$ το κέρδος (στην πραγματικότητα εξασθένηση) λόγω επίπεδων διαλείψεων στο i -οστό υποκανάλι. Η έξοδος του DFT μετατρέπεται από παράλληλη σε σειριακή και, τελικά, η ακολουθία που προκύπτει αποδιαμορφώνεται κατά MQAM αποδίδοντας μία ροή δεδομένων όμοια με τη ροή δεδομένων εισόδου στον πομπό.

Η OFDM διαμόρφωση διασπά τον ευρυζωνικό (wideband) διάυλο σε ένα σύνολο από ορθογώνια υποκανάλια στενής ζώνης σε έκαστο των οποίων αποστέλλεται ένα διαφορετικό σύμβολο MQAM. Η γνώση των κερδών $H[i]$, $0 \leq i \leq N-1$ δεν είναι αναγκαία για την υλοποίηση της διαδικασίας αυτής. Στο δέκτη, όμως, απαιτείται ισοστάθμιση συχνότητας για να ανακτηθεί το αρχικό σήμα $X[i]=Y[i]/H[i]$. Όπως προαναφέρθηκε, η ισοστάθμιση συχνότητας δεν είναι τόσο αποδοτική αφού ενισχύει και το θόρυβο, αφήνοντας ανεπηρέαστο το SNR. Άλλες τεχνικές, όπως η κωδικοποίηση με ανάδευση, η προκωδικοποίηση και η προσαρμοστική φόρτωση, προσφέρουν ελάφρυνση των συνεπειών που προκαλούν οι επίπεδες διαλείψεις στα υποφέροντα. Εναλλακτικά, στη θέση του CP μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα πρόθεμα που αποτελείται από μηδενικά σύμβολα, δηλαδή κάθε σύμβολο OFDM να έπεται μ κενών δειγμάτων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.8.



Σχήμα 4.8. Πρόθεμα αποτελούμενο από μηδενικά

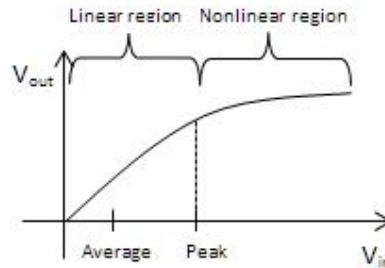
Στο δέκτη, η ουρά της ISI που σχετίζεται με το τέλος συγκεκριμένου συμβόλου OFDM προστίθεται στην αρχή του συμβόλου, για να εξομοιωθεί η δράση του CP και το υπόλοιπο σύστημα OFDM να λειτουργεί σωστά. Το μηδενικό αυτό πρόθεμα μειώνει την ισχύ εκπομπής κατά $N/(\mu+N)$ αφού δεν απαιτεί ενέργεια για την αποστολή του. Ταυτόχρονα, όμως, ο θόρυβος από τη ληφθείσα ουρά προστίθεται στην αρχή του συμβόλου, αυξάνοντας έτσι την ισχύ θορύβου κατά $(N+\mu)/\mu$. Ως εκ τούτου, δεν προκύπτει σημαντική διαφορά στο SNR για τα δύο προθέματα.

4.6. Τεχνολογικές προκλήσεις στα συστήματα MCM

4.6.1. Λόγος μέγιστης προς μέση ισχύς

Ο λόγος μέγιστης προς μέση ισχύς (peak to average ratio ή PAR) αποτελεί σημαντική παράμετρο ενός συστήματος επικοινωνιών. Μικρές τιμές του λόγου αυτού επιτρέπουν στους ενισχυτές του συστήματος να λειτουργούν περισσότερο αποδοτικά, ενώ υψηλές τιμές του απαιτούν από τους ενισχυτές να λειτουργούν στο πρώτο τμήμα της γραμμικής

περιοχής ώστε να ενισχύουν γραμμικά όλα τα δείγματα τάσης που απαρτίζουν το σήμα. Η προηγούμενη διατύπωση γίνεται περισσότερο κατανοητή παρατηρώντας την τυπική απόκριση ενός ενισχυτή ισχύος στο Σχήμα 4.9.



Σχήμα 4.9. Τυπική απόκριση ενός ενισχυτή ισχύος

Ο ενισχυτής πρέπει να λειτουργεί στη γραμμική του περιοχή έτσι ώστε να μην παραμορφώνει το σήμα, δηλαδή να μην ενισχύει ορισμένα δείγματα αυτού περισσότερο από κάποια άλλα. Αυτό σημαίνει ότι η μέγιστη τιμή του σήματος πρέπει αναγκαστικά να βρίσκεται στη γραμμική περιοχή. Ο ενισχυτής λειτουργεί με μέγιστη απόδοση εφόσον η μέση και η μέγιστη τιμή έχουν παραπλήσιες τιμές.

Επίσης, υψηλή τιμή του PAR σημαίνει ότι ο μετατροπέας A/D στο δέκτη πρέπει να έχει καλύτερη ανάλυση (resolution) διότι ένα σήμα που χαρακτηρίζεται από μεγάλο PAR μπορεί να λάβει τιμές εντός ενός μεγαλύτερου εύρους. Η απαίτηση για καλύτερη ανάλυση οδηγεί στην ανάγκη για πολυπλοκότερα κυκλώματα, που είναι ταυτόχρονα περισσότερο ενεργοβόρα και ακριβά.

Το PAR ενός σήματος συνεχούς χρόνου $x(t)$ ορίζεται μέσω της σχέσης

$$PAR \triangleq \frac{\max_t |x(t)|^2}{E_t[|x(t)|^2]} \quad (4.20)$$

ενώ το PAR ενός σήματος διακριτού χρόνου ορίζεται μέσω της σχέσης

$$PAR \triangleq \frac{\max_n |x[n]|^2}{E_n[|x[n]|^2]} \quad (4.21)$$

Οι τελεστές $E_n[\cdot]$ και $E_t[\cdot]$ στις ανωτέρω σχέσεις εκφράζουν τη μέση τιμή στο διακριτό και το συνεχή χρόνο αντίστοιχα.

Το PAR πρέπει να μετρείται βάσει της (4.20) αφού η είσοδος στους ενισχυτές είναι αναλογικό σήμα. Επίσης, η (4.20) λαμβάνει υπόψη το μορφοποιητικό παλμό $g(t)$ που χρησιμοποιείται κατά τη διαμόρφωση. Εντούτοις, δεν οδηγεί σε αναλυτικές σχέσεις και ως εκ τούτου η ανάλυση που ακολουθεί βασίζεται στην (4.21).

Η ακολουθία εξόδου του IDFT είναι το διακριτού χρόνου σήμα $x[n]$ που δίνεται από την (4.19). Για μεγάλες τιμές του N μπορεί να εφαρμοστεί το Κεντρικό Οριακό Θεώρημα. Σε αυτήν την περίπτωση τα $x[n]$ είναι τυχαίες μιγαδικές μεταβλητές κανονικής κατανομής, μηδενικής μέσης τιμής, αφού τα πραγματικά και τα φανταστικά μέρη τους προκύπτουν από

άθροιση. Αυτή η κανονική προσέγγιση για το $x[n]$ είναι ιδιαίτερα ακριβής για $N \geq 64$. Όταν τα $x[n]$ είναι μιγαδικά και Gaussian, η περιβάλλουσα του σήματος OFDM ακολουθεί την κατανομή Rayleigh με διασπορά σ_n^2 ενώ η φάση του σήματος είναι ομοιόμορφη. Η κατανομή Rayleigh έχει όμως μη μηδενική τιμή πυκνότητας πιθανότητας για οσοδήποτε μεγάλη τιμή της μεταβλητής που περιγράφει, με αποτέλεσμα η μέγιστη τιμή του σήματος να υπερβαίνει οποιαδήποτε τιμή με μη μηδενική πιθανότητα. Βάσει της πυκνότητας πιθανότητας της κατανομής Rayleigh, η πιθανότητα το PAR να υπερβαίνει ένα κατώφλι $P_0 = \sigma_0^2 / \sigma_n^2$ δίνεται από τη σχέση:

$$\Pr(PAR \geq P_0) = 1 - (1 - e^{-P_0})^N \quad (4.22)$$

Έστω N ανεξάρτητες, κανονικά κατανομημένες τυχαίες μεταβλητές x_n , $0 \leq n \leq N-1$ με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία ισχύ. Η μέση ισχύς του σήματος που έχει ως δείγματα τα x_n είναι:

$$\begin{aligned} E \left[\frac{1}{\sqrt{N}} |x_0 + x_1 + \dots + x_{N-1}|^2 \right] &= \frac{1}{N} E[|x_0 + x_1 + \dots + x_{N-1}|^2] \\ &= \frac{E[|x_0|^2] + E[|x_1|^2] + \dots + E[|x_{N-1}|^2]}{N} = \frac{N}{N} = 1 \end{aligned} \quad (4.23)$$

Η μέγιστη τιμή προκύπτει όταν όλα τα δείγματα x_i προστίθενται συμφασικά:

$$\max \left[\frac{1}{\sqrt{N}} |x_0 + x_1 + \dots + x_{N-1}| \right]^2 = \left| \frac{N}{\sqrt{N}} \right|^2 = N \quad (4.24)$$

Από τις (4.23) και (4.24) προκύπτει το συμπέρασμα ότι το μέγιστο PAR για ένα σύστημα με N υποφέροντα είναι N . Στην (4.24) έχει γίνει η υπόθεση ότι όλα τα N σύμβολα προστίθενται συμφασικά, ενδεχόμενο που είναι σχεδόν απίθανο. Έτσι, το πραγματικό PAR είναι μικρότερο από N , συνήθως κατά αρκετά dB. Το PAR αυξάνεται, πάντως, σχεδόν γραμμικά με το N . Αυτό είναι και το κόστος της μεγάλης τιμής του N , που είναι απαραίτητη ώστε η επιβάρυνση που προστίθεται λόγω CP να παραμένει σχετικά μικρή. Διάφορες μέθοδοι έχουν προταθεί για την ελάφρυνση των επιπτώσεων του PAR στα συστήματα OFDM, όπως περιορισμός της μέγιστης τιμής του σήματος OFDM κάτω από συγκεκριμένο κατώφλι, ακύρωση κορυφών (χρησιμοποιώντας ένα συμπληρωματικό σήμα), διόρθωση της μη γραμμικότητας που εισάγουν οι ενισχυτές ισχύος με άλλες τεχνικές και, τέλος, ειδικές τεχνικές κωδικοποίησης.

4.6.2. Χρονικό και φασματικό jitter

Όπως προαναφέρθηκε, η OFDM κωδικοποιεί τα σύμβολα δεδομένων X_i σε ορθογώνια υποκανάλια. Η ορθογωνιότητα διασφαλίζεται από τη φασματική απόσταση των υποφερόντων $\Delta f = 1/T_N$, όπου T_N είναι η διάρκεια συμβόλου. Η χρήση τετραγωνικών παλμών για τη διαμόρφωση των συμβόλων οδηγεί σε φασματική επικάλυψη των υποκαναλιών. Στην πράξη, η φασματική απόσταση μεταξύ υποφερόντων δεν είναι ακριβώς $1/T_N$, λόγω του ατελούς συντονισμού των ταλαντωτών, της μετατόπισης στη συχνότητα λόγω φαινομένου Doppler ή λαθών στο συγχρονισμό. Όλα αυτά έχουν ως αποτέλεσμα την απόκλιση από την ορθογωνιότητα και την εμφάνιση διακαναλικής παρεμβολής (intercarrier interference – ICI).

Το βαθυπερατό σήμα που σχετίζεται με το i -οστό υποφέρων, αγνοώντας τη διαμόρφωση, εκφράζεται απλά υπό τη μορφή:

$$x_i(t) = \exp(j2\pi it/T_N) \quad (4.25)$$

Η αντίστοιχη έκφραση ενός παρεμβάλλοντος υποκαναλιού είναι:

$$x_{i+m}(t) = \exp(j2\pi(i+m)t/T_N) \quad (4.26)$$

Αν το σήμα της (4.26) αποδιαμορφωθεί με απόκλιση συχνότητας δ/T_N , θα προκύψει

$$x_{i+m}(t) = \exp(j2\pi(i+m+\delta)t/T_N) \quad (4.27)$$

Τότε, η ICI μεταξύ του αρχικού σήματος x_i και του παρεμβάλλοντος σήματος x_{i+m} είναι:

$$I_m = \int_0^{T_N} x_i(t)x_{i+m}(t)dt = \frac{T_N(1 - e^{-j2\pi(m+\delta)})}{j2\pi(m+\delta)} \quad (4.28)$$

Όπως αναμενόταν, για $\delta=0$ προκύπτει $I_m=0$. Για $\delta \neq 0$, όμως, η συνολική ισχύς της ICI στο i -οστό υποφέρων είναι

$$ICI_i = \sum_{m \neq i} |I_m|^2 \approx C_0(T_N\delta)^2 \quad (4.29)$$

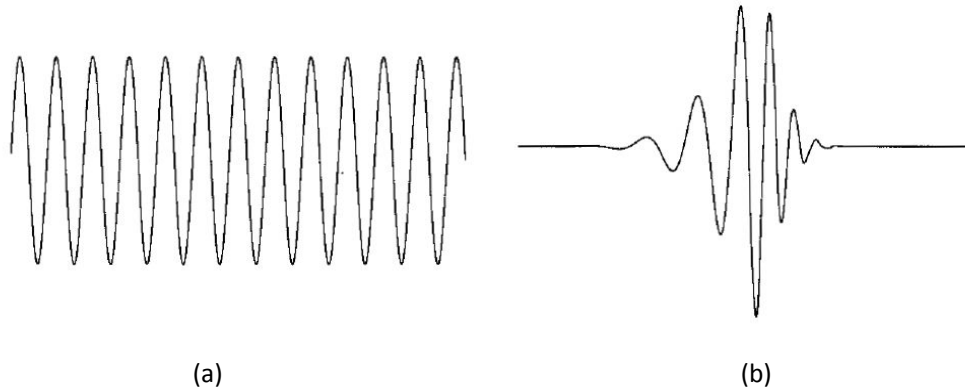
όπου C_0 κατάλληλη σταθερά. Από την (4.29) προκύπτουν ορισμένα ενδιαφέροντα συμπεράσματα. Αρχικά, μία αύξηση στο T_N θα προκαλούσε στενότερα υποφέροντα τοποθετημένα εγγύτερα το ένα στο άλλο με αποτέλεσμα μεγαλύτερη ICI. Δεύτερον, η ICI αυξάνεται όταν αυξάνεται η απόκλιση συχνότητας δ , όπως αναμενόταν. Ο αριθμός των υποκαναλιών N δεν εμφανίζεται στην (4.29). Μεγάλη τιμή του N όμως καθιστά το T_N να είναι επίσης μεγάλο, φέρνοντας φασματικά εγγύτερα τα υποφέροντα. Μαζί με το υψηλότερο PAR, η αυξημένη ICI είναι ένας ακόμη λόγος που οδηγεί στην επιλογή της μικρότερης δυνατής τιμής για το N . Ένας άλλος τρόπος για την περαιτέρω μείωση της ICI είναι η χρήση μη τετραγωνικών παραθύρων κατά τη διαμόρφωση. Στην περίπτωση αυτή, η μετάβαση στη ζώνη αποκοπής γίνεται ομαλότερα με αποτέλεσμα να παρεμβάλλουν λιγότερα τα διαφορετικά υποκανάλια μεταξύ τους.

Εφόσον το σύνολο N συμβόλων OFDM δεχθεί επεξεργασία στο δέκτη, η χρονική απόκλιση δεν έχει τόσο μεγάλη επίδραση όσο η απόκλιση στη συχνότητα. Διαλέγοντας το μήκος του CP να είναι $\mu \gg \sigma_{T_m}/T_s$, όπου σ_{T_m} είναι η ενεργός διασπορά καθυστέρησης του διαύλου, διασφαλίζεται ότι η αποδιαμόρφωση πραγματοποιείται χωρίς παρεμβολή από το προηγούμενο ή το επόμενο σύμβολο OFDM. Η ισχύς της ICI στο i -οστό υποφέρων λόγω χρονικής απόκλισης του δέκτη τ προσεγγίζεται ως $2(\tau/T_N)^2$. Συνήθως, είναι $\tau \ll T_N$, οπότε η επίδραση της χρονικής απόκλισης είναι αμελητέα.

Κεφάλαιο 5: Κυματίδια και μετασχηματισμός κυματιδίων

5.1. Εισαγωγή στα κυματίδια

Ένα κύμα ορίζεται ως μία συνάρτηση που περιγράφει μία διαταραχή στο χρόνο ή το χώρο. Το σημαντικότερο εργαλείο στην κυματική ανάλυση είναι η ανάλυση Fourier, δηλαδή η σειρά και ο μετασχηματισμός Fourier. Οι μέθοδοι αυτές εκφράζουν σήματα που σχετίζονται με περιοδικά, χρονικά αμετάβλητα ή στατικά φαινόμενα σε όρους ημιτόνων ή, ισοδύναμως, μιγαδικών εκθετικών. Ένα κυματίδιο (wavelet) ορίζεται ως ένα «μικρό κύμα», ένα κύμα με την ενέργειά του συγκεντρωμένη στο χρόνο ή το χώρο. Η ιδιότητα αυτή επιτρέπει τη μελέτη μεταβατικών, μη στατικών ή χρονικά μεταβλητών φαινομένων. Το κυματίδιο διατηρεί το χαρακτηριστικό της ταλάντωσης που χαρακτηρίζει και τα κύματα, ενώ επιτρέπει τη διδιάστατη ανάλυση των σημάτων τόσο στο χρόνο όσο και στη συχνότητα. Τα κυματίδια μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την ανάπτυξη ενός σήματος σε σειρά, όπως ακριβώς κάνει η σειρά Fourier χρησιμοποιώντας ημίτονα. Στο Σχήμα 5.1 συγκρίνεται ένα ημιτονικό κύμα που ταλαντώνεται με σταθερό πλάτος για $-\infty \leq t \leq \infty$ και έχει άπειρη ενέργεια, με ένα κυματίδιο που έχει την πεπερασμένη ενέργειά του συγκεντρωμένη περί ενός συγκεκριμένου σημείου στο χρόνο.



Σχήμα 5.1. (a) Ημιτονικό κύμα
(b) Κυματίδιο Daubechies' ψ_{D20}

5.1.1. Συστήματα κυματιδιακής ανάπτυξης

Ένα σήμα ή μία συνάρτηση $f(t)$ εκφράζεται συνήθως ως γραμμικός συνδυασμός άλλων συναρτήσεων ώστε να είναι ευκολότερη η επεξεργασία της, δηλαδή

$$f(t) = \sum_n a_n \psi_n(t) \quad (5.1)$$

όπου n ένα ακέραιος δείκτης για το πεπερασμένο ή άπειρο άθροισμα, a_n οι συντελεστές της ανάπτυξης και $\psi_n(t)$ ένα σύνολο από συναρτήσεις που ονομάζονται σύνολο ανάπτυξης. Αν το σύνολο αυτό είναι μοναδικό, αποτελεί βάση για την κλάση των συναρτήσεων $f(t)$ που μπορεί να περιγράψει. Αν η βάση αυτή είναι ορθογώνια, δηλαδή ισχύει

$$\langle \psi_k(t), \psi_l(t) \rangle = \int \psi_k^*(t) \psi_l(t) dt = 0, \quad k \neq l \quad (5.2)$$

οι συντελεστές a_k μπορούν να υπολογιστούν από το εσωτερικό γινόμενο της $f(t)$ και της $\psi_k(t)$:

$$a_k = \langle f(t), \psi_k(t) \rangle = \int f^*(t) \psi_k(t) dt \quad (5.3)$$

Αν το σύνολο βάσης δεν είναι ορθογώνιο, υπάρχει ένα σύνολο διπλής βάσης $\psi_{j,k}(t)$, τέτοιο ώστε η χρήση της διπλής βάσης στην (5.3) να δίνει τους επιθυμητούς συντελεστές. Για τη σειρά Fourier οι συναρτήσεις ορθογώνιας βάσης είναι τα $\sin(k\omega_0 t)$ και $\cos(k\omega_0 t)$ με συχνότητες $k\omega_0$. Για τη σειρά Taylor οι συναρτήσεις μη ορθογώνιας βάσης είναι απλά μονώνυμα t^k . Για την ανάπτυξη σε σειρά κυματιδίων συγκροτείται ένα δισδιάστατο σύστημα

$$f(t) = \sum_k \sum_j a_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (5.4)$$

όπου τα j και k είναι ακέραιοι δείκτες και το σύνολο $\psi_{j,k}(t)$ είναι το σύνολο ανάπτυξης κυματιδίων που είναι συνήθως ορθογώνια. Οι συντελεστές ανάπτυξης $a_{j,k}$ καλούνται διακριτός μετασχηματισμός κυματιδίων (discrete wavelet transform ή DWT) της $f(t)$ και η (5.4) περιγράφει τον αντίστροφο μετασχηματισμό.

Από την (5.4) γίνεται εμφανές ότι το σύνολο ανάπτυξης κυματιδίων δεν είναι μοναδικό, αλλά εξαρτάται από το σύστημα κυματιδίων που χρησιμοποιείται. Τα διάφορα συστήματα κυματιδίων έχουν κοινά χαρακτηριστικά μεταξύ τους. Αρχικά, ένα σύστημα κυματιδίων είναι ένα σύνολο δισδιάστατης ανάπτυξης που είναι σε θέση να περιγράψει μία κατηγορία σημάτων μίας ή περισσότερων διαστάσεων, όπως φαίνεται και από την (5.4). Δεύτερον, η ανάπτυξη κυματιδίων εντοπίζει το σήμα στο χρόνο και τη συχνότητα. Αυτό σημαίνει ότι χρειάζονται λίγοι συντελεστές ανάπτυξης για να περιγράψουν την ενέργεια του σήματος. Τέλος, το σύνολο των συντελεστών κυματιδίων μπορεί να υπολογιστεί με μικρό αριθμό πράξεων. Πολλοί μετασχηματισμοί κυματιδίων μπορούν να υπολογισθούν με $O(N)$ πράξεις (δηλαδή ο αριθμός των πράξεων που πραγματοποιούνται εξαρτάται γραμμικά από το μέγεθος της εισόδου N), ενώ οι γενικότεροι μετασχηματισμοί κυματιδίων απαιτούν $O(N \log N)$ πράξεις (δηλαδή το πλήθος των πράξεων εξαρτάται από το μέγεθος $N \log N$).

Η σειρά Fourier αντιστοιχίζει ένα μονοδιάστατο σήμα σε μία μονοδιάστατη ακολουθία από συντελεστές, ενώ η ανάπτυξη κυματιδίων το αντιστοιχίζει σε μία δισδιάστατη. Αυτή η δισδιάστατη αναπαράσταση είναι που επιτρέπει τον ταυτόχρονο εντοπισμό του σήματος και στο χρόνο και στη συχνότητα.

Οι μετασχηματισμοί κυματιδίων χαρακτηρίζονται από τις ακόλουθες ιδιότητες.

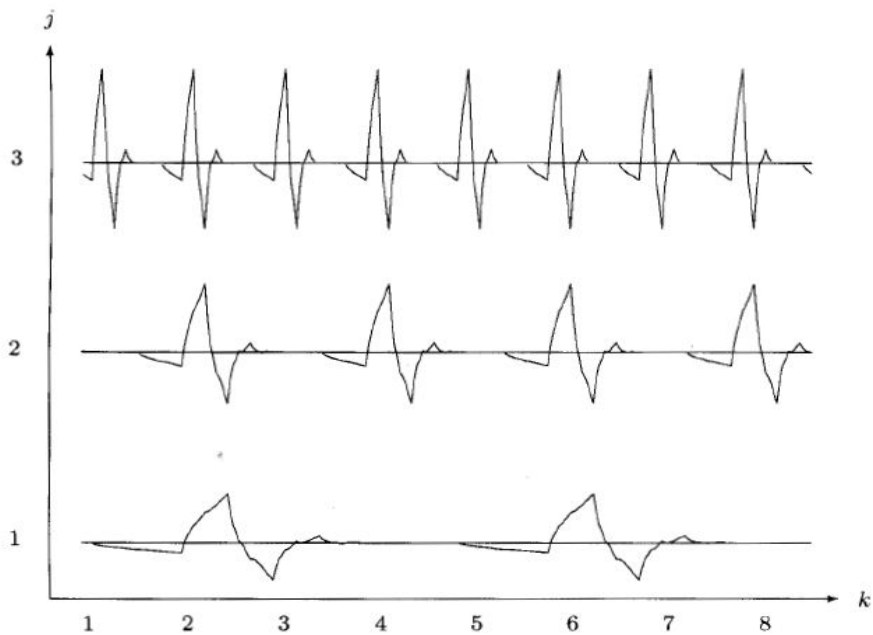
- Όλα τα κυματίδια $\psi_{j,k}(t)$ της (5.4) παράγονται από ένα μητρικό κυματίδιο $\psi(t)$ με κλιμάκωση (δηλαδή μείωση του χρονικού εύρους του $\psi(t)$ – scaling) και μετατόπιση (δηλαδή αλλαγή της θέσης του στο χρόνο – translation). Τα κυματίδια που προκύπτουν από τις δύο αυτές διαδικασίες αποτελούν συναρτήσεις δύο παραμέτρων j, k :

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{j/2} \psi(2^j t - k) \quad j, k \in \mathbf{Z} \quad (5.5)$$

όπου ο παράγοντας $2^{j/2}$ διατηρεί σταθερό το πλάτος των κυματιδίων ανεξαρτήτως της κλίμακας j . Στην (5.5) το k περιγράφει τη θέση του κυματιδίου στο χρόνο, ενώ το j την κλιμάκωση που έχει υποστεί το μητρικό κυματίδιο.

- Τα περισσότερα χρήσιμα κυματίδια διαθέτουν την ικανότητα της πολυδιακριτής ανάλυσης (multiresolution analysis). Η ιδιότητα της πολυδιακριτής ανάλυσης σημαίνει ότι αν ένα σύνολο από σήματα μπορεί να παρασταθεί από ένα σταθμισμένο άθροισμα ενός συνόλου συναρτήσεων $\phi(t-k)$, τότε ένα μεγαλύτερο σύνολο σημάτων (που περιλαμβάνει το αρχικό) μπορεί να παρασταθεί από ένα σταθμισμένο άθροισμα του συνόλου συναρτήσεων $\phi(2t-k)$. Έτσι, αν τα κυματίδια που χρησιμοποιούνται στην ανάπτυξη αποκτήσουν το μισό εύρος (αυξάνοντας την κλίμακά τους σε σχέση με το μητρικό κυματίδιο) και μετατοπιστούν σε χρονικά σημεία με το μισό βήμα, μπορούν να παραστήσουν με ακρίβεια ένα μεγαλύτερο σύνολο σημάτων (ή προσεγγίσουν ακριβέστερα οποιοδήποτε σήμα του αρχικού συνόλου).
- Οι συντελεστές $\alpha_{j,k}$ χαμηλότερης ανάλυσης (δηλαδή μικρότερου j) μπορούν να υπολογιστούν από τους συντελεστές υψηλότερης ανάλυσης χρησιμοποιώντας αλγόριθμο με δομή δένδρου που υλοποιείται από συστοιχία φίλτρων. Αυτό επιτρέπει τον εύκολο και ταχύ υπολογισμό του διακριτού μετασχηματισμού κυματιδίων.

Στο Σχήμα 5.2 παρουσιάζεται η μετατόπιση (translation) και η κλιμάκωση (scaling) του μητρικού κυματιδίου ψ_{D4} .



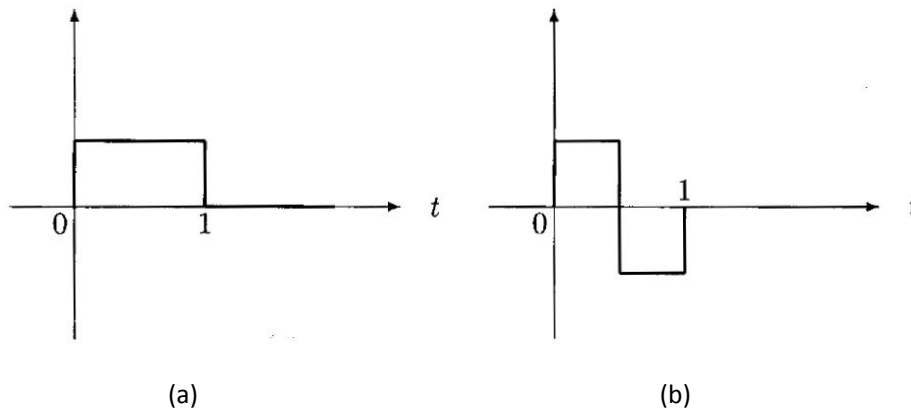
Σχήμα 5.2. Μετατόπιση και κλιμάκωση του ψ_{D4}

Καθώς ο δείκτης k μεταβάλλεται, το κυματίδιο μετατοπίζεται στον οριζόντιο άξονα, επιτρέποντας στην ανάπτυξη να περιγράψει τον εντοπισμό των μεταβολών στο χρόνο. Καθώς ο δείκτης j μεταβάλλεται, το σχήμα του κυματιδίου αλλάζει κλίμακα, επιτρέποντας

την περιγραφή λεπτομερειών. Καθώς το j αυξάνει, η κλίμακα γίνεται λεπτότερη και τα βήματα στο χρόνο μικρότερα. Ο συνδυασμός των στενότερων κυματιδίων με τα μικρότερα βήματα επιτρέπει την καλύτερη περιγραφή λεπτομερειών του σήματος. Στο Σχήμα 5.2 παρουσιάζονται μόνο τα κυματίδια για $k=1$ και $k=5$ στην κλίμακα $j=1$ ώστε να φαίνονται καθαρά. Στην πραγματικότητα, όμως, υπάρχουν κυματίδια και για τις υπόλοιπες τιμές $k=2, 3, 4, 6, 7, 8$ τα οποία κλιμακώνονται αντίστοιχα με αυτά για $k=1, 5$ στις κλίμακες $j=2, 3$.

Οι μετασχηματισμοί κυματιδίων διαφέρουν από τους συνηθισμένους μετασχηματισμούς αφού οι συναρτήσεις βάσεις είναι πολλές και η επιλογή ανάμεσα σε αυτές γίνεται βάσει των επιθυμητών ιδιοτήτων του συστήματος. Αντιθέτως, στη σειρά Fourier πρώτα επιλέγονται οι συναρτήσεις ανάπτυξης και μετά προκύπτουν οι ιδιότητες του μετασχηματισμού. Η σειρά Fourier χρησιμοποιεί ημίτονα ως συναρτήσεις βάσης, ενώ στην ανάπτυξη κυματιδίων υπάρχουν άπειρες μορφές κυματιδίων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν.

Για να επιτευχθεί η έκφραση ενός σήματος ικανοποιώντας την ιδιότητα της πολυδιακριτής ανάλυσης είναι αναγκαία μία ακόμη συνάρτηση βάσης, η συνάρτηση κλίμακας $\phi(t)$. Το απλούστερο ορθογώνιο σύστημα κυματιδίων παράγεται από τη συνάρτηση κλίμακας και το κυματίδιο του Haar που απεικονίζονται στο Σχήμα 5.3.



Σχήμα 5.3. (a) Συνάρτηση κλίμακας του Haar, $\phi(t)$
(b) Κυματίδιο του Haar, $\psi(t)$

Ο συνδυασμός των συναρτήσεων κλίμακας και των κυματιδίων επιτρέπει την παράσταση περισσότερων σημάτων βάσει της έκφρασης:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \phi(t - k) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} d_{j,k} \psi(2^j t - k) \quad (5.6)$$

Οι μετασχηματισμοί κυματιδίων είναι ιδιαίτερα ακριβείς στην ανάλυση πολλών σημάτων και φαινομένων. Αρχικά, το μέγεθος των συντελεστών της ανάπτυξης κυματιδίων μειώνεται ραγδαία με τα j και k για τα περισσότερα πρακτικά σήματα. Η ιδιότητα αυτή καλείται αδέσμευτη βάση (unconditional basis) και αποτελεί το λόγο για τον οποίο η ανάλυση κυματιδίων είναι τόσο επιτυχής στη συμπίεση σημάτων και εικόνων, στην αφαίρεση του θορύβου και στη φώραση σημάτων. Επίσης, όπως ήδη προαναφέρθηκε, η ανάπτυξη

κυματιδίων επιτρέπει μία ακριβέστερη, τοπική περιγραφή των χαρακτηριστικών του σήματος και τη διάκριση των συνιστωσών του που επικαλύπτονται στο χρόνο και τη συχνότητα. Άλλη μία πολύ σημαντική ιδιότητα των κυματιδίων είναι η προσαρμοστικότητα τους, αφού σχεδιάζονται για να ικανοποιούν τις ανάγκες συγκεκριμένων εφαρμογών. Τέλος, η παραγωγή των κυματιδίων και ο υπολογισμός του DWT μπορούν να εκτελεστούν γρήγορα και με μικρό κόστος από υπολογιστές αφού απαιτούν μόνο πολλαπλασιασμούς και προσθέσεις.

5.1.2. Διακριτός μετασχηματισμός κυματιδίων

Για να εκτελεστεί ο DWT είναι αναγκαίο ένα σύνολο συναρτήσεων βάσης, έτσι ώστε κάθε σήμα που ανήκει στο $L^2(\mathbf{R})$ (το χώρο των τετραγωνικά ολοκληρώσιμων συναρτήσεων) να μπορεί να παρασταθεί από την ακόλουθη σειρά:

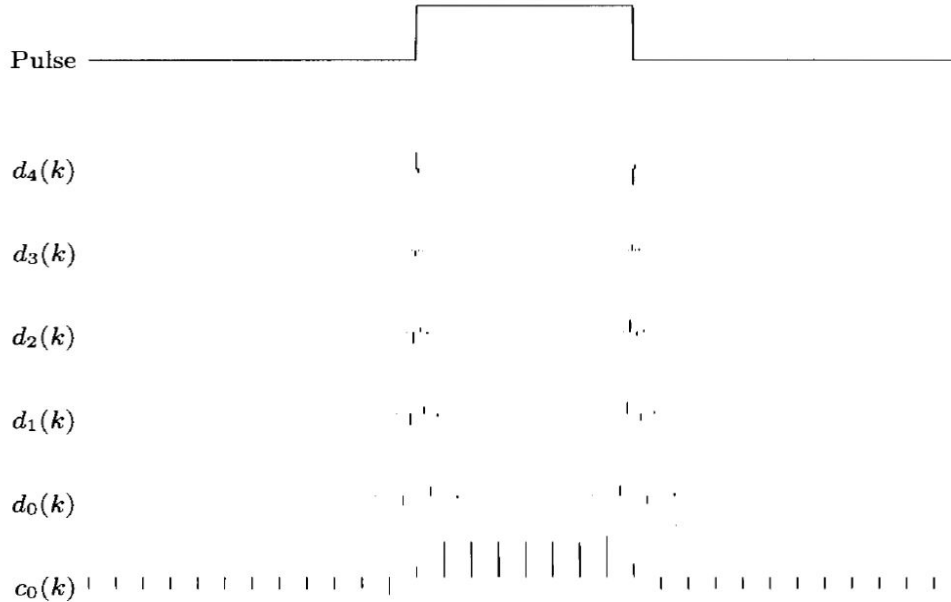
$$f(t) = \sum_k \sum_j a_{j,k} \psi_{j,k}(t) = \sum_k \sum_j a_{j,k} 2^{j/2} \psi(2^j t - k) \quad (5.7)$$

Το δισδιάστατο σύνολο συντελεστών $a_{j,k}$ ονομάζεται DWT της $f(t)$. Αν τα $\psi_{j,k}(t)$ συνιστούν μία ορθοκανονική βάση για τα σήματα προς ανάλυση, οι συντελεστές αυτοί μπορούν να υπολογισθούν μέσω των εσωτερικών γινομένων:

$$a_{j,k} = \langle f(t), \psi_{j,k}(t) \rangle = \int f^*(t) \psi_{j,k}(t) dt \quad (5.8)$$

Ο στόχος των περισσότερων αναπτύξεων ενός σήματος είναι να προκύψουν συντελεστές $a_{j,k}$ που περιέχουν χρησιμότερη πληροφορία για το σήμα από την πληροφορία που αντλείται από την κυματομορφή του ίδιου του σήματος. Τέτοιες πληροφορίες μπορεί να είναι οι συχνότητες που περιέχει το σήμα ή οι χρονικές στιγμές στις οποίες εμφανίζονται απότομες μεταβολές. Ένας άλλος στόχος είναι να έχουν τους περισσότερους συντελεστές μηδενικούς ή πολύ μικρούς, οπότε προκύπτει η αραιή αναπαράσταση (sparse representation).

Η απεικόνιση του DWT δεν είναι εύκολο να αποδοθεί γραφικά διότι ο μετασχηματισμός είναι συνάρτηση δύο δεικτών. Στο Σχήμα 5.4 δίνεται ο DWT ενός απλού παλμού και απεικονίζεται ο εντοπισμός του μετασχηματισμού.



Σχήμα 5.4. Ο DWT ενός παλμού, χρησιμοποιώντας το ψ_{D6} (κυματίδιο της οικογένειας Daubechies) με κέρδος $\sqrt{2}$ για κάθε υψηλότερη κλίμακα.

Στο ανωτέρω σχήμα το k παριστά το χρόνο και μεταβάλλεται κατά τον οριζόντιο άξονα. Οι συντελεστές $c_0(k)$ αποτελούν τους συντελεστές της συνάρτησης κλίμακας στην (5.6), οι οποίοι δίνουν μία χονδρική προσέγγιση του παλμού. Οι συντελεστές των κυματιδίων $d_j(k)$ (ή $d_{j,k}$ όπως συμβολίζονται στην (5.6)) περιγράφουν τις λεπτομέρειες του σήματος. Καθώς το j αυξάνεται, βελτιώνεται η ποιότητα της ανάλυση του μετασχηματισμού. Ταυτόχρονα, μειώνονται οι μη μηδενικοί συντελεστές (unconditional basis).

5.1.3. Μετασχηματισμοί κυματιδίων διακριτού και συνεχούς χρόνου

Αν ένα σήμα είναι μία διακριτή ακολουθία τιμών, πιθανότατα δειγμάτων ενός συνεχούς σήματος, η ανάπτυξη του σήματος ονομάζεται μετασχηματισμός κυματιδίων διακριτού χρόνου (discrete time wavelet transform ή DTWT). Ο μετασχηματισμός αυτός αντιστοιχίζει μία διακριτή ακολουθία αριθμών σε μία άλλη, όπως κάνει και ο DFT, χωρίς, όμως, να απαιτεί το σήμα να είναι πεπερασμένο ή περιοδικό όπως ο DFT. Αν το σήμα διακριτού χρόνου έχει πεπερασμένη διάρκεια, ο μετασχηματισμός μπορεί να παρασταθεί ως μία πεπερασμένη μήτρα χρησιμοποιώντας συστοιχίες φίλτρων.

Αν το σήμα είναι συνάρτηση συνεχούς μεταβλητής, θα προκύψει ένας μετασχηματισμός δύο συνεχών μεταβλητών, που ονομάζεται συνεχής μετασχηματισμός κυματιδίων (continuous wavelet transform ή CWT) και ορίζεται μέσω της σχέσης:

$$F(a, b) = \int f(t)w\left(\frac{t-a}{b}\right) dt \quad (5.9)$$

και ο αντίστροφος μετασχηματισμός μέσω της σχέσης:

$$f(t) = \int \int F(a, b)w\left(\frac{t-a}{b}\right) dadb \quad (5.10)$$

όπου $w(t)$ είναι το μητρικό κυματίδιο και $a, b \in \mathbf{R}$ συνεχείς, πραγματικές μεταβλητές.

5.2. Οι συναρτήσεις κλίμακας και τα κυματίδια στην πολυδιακριτή ανάλυση

5.2.1. Οι συναρτήσεις κλίμακας στην πολυδιακριτή ανάλυση

Οι συναρτήσεις κλίμακας ορίζονται ως μετατοπίσεις της βασικής συνάρτησης κλίμακας $\varphi(t)$, δηλαδή:

$$\varphi_k(t) = \varphi(t - k) \quad k \in \mathbf{Z}, \varphi \in L^2(\mathbf{R}) \quad (5.11)$$

Μία δισδιάστατη οικογένεια συναρτήσεων παράγεται από τη βασική συνάρτηση κλίμακας με κλιμάκωση και μετατόπιση:

$$\varphi_{j,k}(t) = 2^{j/2} \varphi(2^j t - k) \quad (5.12)$$

Καθώς το j αυξάνει, η συνάρτηση κλίμακας γίνεται στενότερη και μετατοπίζεται με μικρότερα βήματα στο χρόνο (ο οποίος εκφράζεται μέσω του δείκτη k). Έτσι, μπορεί να περιγράψει καλύτερα τις λεπτομέρειες του σήματος.

Η συνάρτηση κλίμακας $\varphi(t)$ μπορεί να εκφραστεί ως σταθμισμένο άθροισμα μετατοπισμένων $\varphi(2t)$:

$$\varphi(t) = \sum_n h(n) \sqrt{2} \varphi(2t - n) \quad n \in \mathbf{Z} \quad (5.13)$$

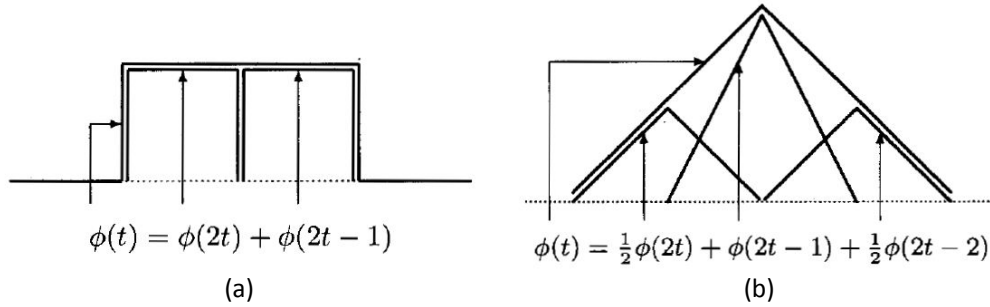
όπου οι συντελεστές $h(n)$ αποτελούν μία ακολουθία από πραγματικούς ή μιγαδικούς αριθμούς που καλούνται συντελεστές της συνάρτησης κλίμακας και το $\sqrt{2}$ διατηρεί σταθερό το μέτρο των όρων που προστίθενται. Η σχεδίαση ενός συστήματος κυματιδίων (δηλαδή ενός συστήματος που υπολογίζει το μετασχηματισμό κυματιδίων ενός σήματος και χρησιμοποιεί αυτόν αντί του σήματος στις περαιτέρω διαδικασίες του) έγκειται στην επιλογή των συντελεστών αυτών. Η (5.13) είναι μία αναδρομική σχέση θεμελιώδους σημασίας στη θεωρία των συναρτήσεων κλίμακας και ονομάζεται εξίσωση λεπτότητας (refinement equation), ή εξίσωση πολυδιακριτής ανάλυσης (multiresolution analysis equation) ή εξίσωση διαστολής (dilation equation).

Η συνάρτηση κλίμακας του Haar που φαίνεται στα Σχήματα 5.3.(a) και 5.5.(a) είναι η απλούστερη τέτοια συνάρτηση, δηλαδή ένας παλμός μοναδιαίου ύψους και πλάτους. Σε αυτήν την περίπτωση, η $\varphi(t)$ μπορεί να προκύψει από τη $\varphi(2t)$ μέσω της σχέσης:

$$\varphi(t) = \varphi(2t) + \varphi(2t - 1) \Rightarrow h(0) = h(1) = 1/\sqrt{2} \quad (5.14)$$

Η τριγωνική συνάρτηση του Σχήματος 5.5.(b) περιγράφεται μέσω της (5.13) με την επιλογή:

$$h(0) = 1/(2\sqrt{2}), \quad h(1) = h(2) = 1/\sqrt{2} \quad (5.15)$$



Σχήμα 5.5. (a) Συνάρτηση κλίμακας του Haar
(b) Τριγωνική συνάρτηση κλίμακας

5.2.2. Τα κυματίδια στην πολυδιακριτική ανάλυση

Οι συναρτήσεις κλίμακας και τα κυματίδια επιλέγονται έτσι ώστε να είναι ορθογώνια. Οι συναρτήσεις ορθογώνιας βάσης επιτρέπουν τον απλό υπολογισμό των συντελεστών ανάπτυξης και ικανοποιούν το θεώρημα Parseval που τους δίνει τη δυνατότητα να χωρίζουν της ενέργεια του σήματος στις καινούργιες συνιστώσες του, όπως αυτές προκύπτουν από το μετασχηματισμού κυματιδίων. Ομοίως με την (5.13), τα κυματίδια περιγράφονται ως σταθμισμένα αθροίσματα μετατοπισμένων συναρτήσεων κλίμακας $\phi(2t)$ της μορφής:

$$\psi(t) = \sum_n h_1(n)\sqrt{2}\phi(2t - n) \quad n \in \mathbf{Z} \quad (5.16)$$

όπου $h_1(n)$ ένα σύνολο συντελεστών που ονομάζεται συντελεστές κυματιδίων. Η σχέση ορθογωνιότητας που πρέπει να ικανοποιείται μεταξύ συναρτήσεων κλίμακας και κυματιδίων επιβάλλει οι συντελεστές κυματιδίων να σχετίζονται με τους συντελεστές των συναρτήσεων κλίμακας μέσω της σχέσης

$$h_1(n) = (-1)^n h(1 - n) \quad (5.17)$$

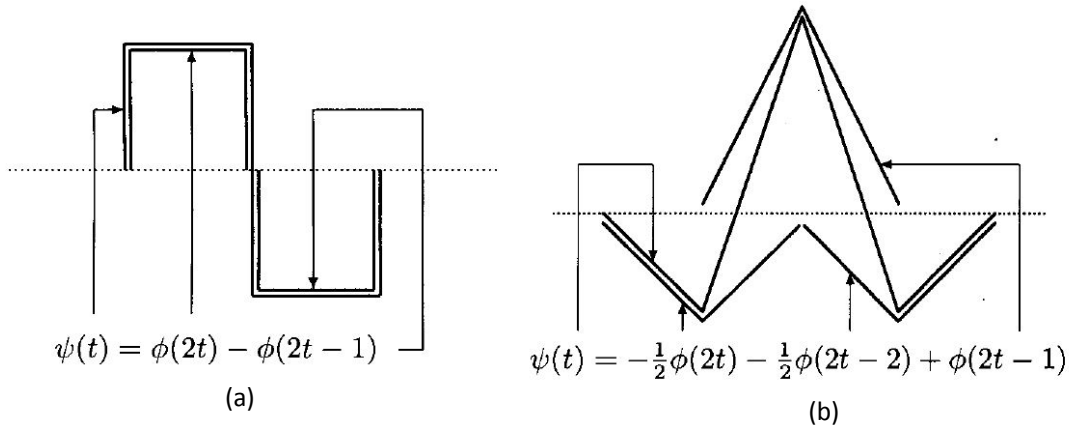
Ενδεικτικά, από μία πεπερασμένη, άρτια ακολουθία $h(n)$ μήκους N προκύπτει η ακολουθία συντελεστών κυματιδίων:

$$h_1(n) = (-1)^n h(N - 1 - n) \quad (5.18)$$

Η συνάρτηση που παράγεται από τη (5.16) αποδίδει το μητρικό κυματίδιο $\psi(t)$ για μία κλάση συναρτήσεων ανάπτυξης στη μορφή της (5.5) που επαναλαμβάνεται και υπό τη μορφή:

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{j/2}\psi(2^j t - k) \quad (5.19)$$

Το κυματίδιο του Haar και το τριγωνικό κυματίδιο, που σχετίζονται με τις συναρτήσεις κλίμακας του Σχήματος 5.5, παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.6. Για το κυματίδιο του Haar, οι συντελεστές είναι $h_1(0)=1/\sqrt{2}$ και $h_1(1)=-1/\sqrt{2}$.



Σχήμα 5.6. (a) Κυματίδιο του Haar
(b) Τριγωνικό κυματίδιο

Από τη σχέση (5.6), που επαναλαμβάνεται και ως (5.20) για ευκολία, προκύπτει ότι οποιαδήποτε συνάρτηση ή σήμα $f(t) \in L^2(\mathbf{R})$ μπορεί να περιγραφεί υπό τη μορφή σειράς ανάπτυξης με όρους συναρτήσεις κλίμακας και κυματίδια.

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c(k)\varphi_k(t) + \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d(j,k)\psi_{j,k}(t) \quad (5.20)$$

Το πρώτο άθροισμα στην (5.20) αποτελεί μία χαμηλής ανάλυσης, χονδρική προσέγγιση της $f(t)$. Το άθροισμα αυτό περιγράφει το σήμα με όρους συναρτήσεων κλίμακας και αποτελεί τη χαμηλότερη κλίμακα ανάλυσης. Η κλίμακα αυτή καθορίζει την κλίμακα πέραν της οποίας θα αρχίσουν να προσθέτουν λεπτομέρειες τα κυματίδια. Στην (5.20) η κλίμακα αυτή είναι η $j=0$ αλλά θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί και κάποιο άλλο $j=j_0$. Για κάθε μεγαλύτερο j στο δεύτερο άθροισμα, προστίθεται στην προσέγγιση του σήματος μία λεπτότερης ανάλυσης συνάρτηση (που προκύπτει από τα αυξανόμενης ανάλυσης κυματίδια), αυξάνοντας τη λεπτομέρειά της. Οι συναρτήσεις ανάπτυξης όπως ορίζονται δημιουργούν ορθοκανονική βάση ή αλλιώς ένα στενό πλαίσιο (tight frame), που επιτρέπει τον υπολογισμό των συντελεστών του μετασχηματισμού από εσωτερικά γινόμενα της μορφής:

$$c(k) = c_0(k) = \langle f(t), \varphi_k(t) \rangle = \int f(t)\varphi_k(t)dt \quad (5.21)$$

$$d_j(k) = d(j,k) = \langle f(t), \psi_{j,k}(t) \rangle = \int f(t)\psi_{j,k}(t)dt \quad (5.22)$$

5.2.3. Διακριτός μετασχηματισμός κυματιδίων

Μία περισσότερο γενική έκφραση της ανάπτυξης (5.20) είναι η ακόλουθη

$$\begin{aligned}
 f(t) &= \sum_k c_{j_0}(k)\varphi_{j_0,k}(t) + \sum_k \sum_{j=j_0}^{\infty} d_j(k)\psi_{j,k}(t) \\
 &= \sum_k c_{j_0}(k)2^{j_0/2}\varphi(2^{j_0}t - k) + \sum_k \sum_{j=j_0}^{\infty} d_j(k)2^{j/2}\psi(2^j t - k) \quad (5.23)
 \end{aligned}$$

όπου το j_0 μπορεί να είναι μηδέν όπως στην (5.20), ένας θετικός ακέραιος ή το πλην άπειρο όπως στην (5.7) όπου δεν υπάρχει συνάρτηση κλίμακας. Η επιλογή του j_0 οριοθετεί την πλέον χονδρική κλίμακα και μετά τα κυματίδια αποδίδουν τις υψηλότερης ανάλυσης λεπτομέρειες του σήματος. Στην πράξη, όπου δίνονται μόνο δείγματα ενός σήματος και όχι το ίδιο το σήμα, υπάρχει μία μέγιστη ανάλυση στην οποία η λεπτότερη κλίμακα είναι ίση ακριβώς με τα δείγματα και η προσέγγιση ταυτίζεται με το δοθέν σήμα. Οι συντελεστές στην ανάπτυξη κυματιδίων αποτελούν το DWT του σήματος $f(t)$ και, κάτω από ορισμένες προϋποθέσεις, περιγράφουν πλήρως το σήμα και μπορούν να χρησιμοποιηθούν όπως οι συντελεστές της σειράς Fourier για την ανάλυση, την περιγραφή, την προσέγγιση και το φιλτράρισμά του. Αν το σύστημα κυματιδίων είναι ορθογώνιο, οι συντελεστές αυτοί υπολογίζονται από εσωτερικά γινόμενα, όπως προαναφέρθηκε:

$$c_j(k) = \langle f(t), \varphi_{j,k}(t) \rangle = \int f(t) \varphi_{j,k}(t) dt \quad (5.24)$$

$$d_j(k) = \langle f(t), \psi_{j,k}(t) \rangle = \int f(t) \psi_{j,k}(t) dt \quad (5.25)$$

Αν η συνάρτηση κλίμακας έχει καλή συμπεριφορά (είναι συνεχής και δεν απειρίζεται), τότε σε μία πολύ υψηλή κλίμακα ανάλυσης στενεύει τόσο ώστε μοιάζει με συνάρτηση Dirac και το εσωτερικό γινόμενο απλά δειγματοληπτεί την $f(t)$. Έχει δειχθεί ότι τα συστήματα κυματιδίων δημιουργούν μία αδέσμευτη βάση (unconditional basis) για μία ευρεία κατηγορία σημάτων. Αυτό σημαίνει ότι ακόμα και για τη χειρότερη περίπτωση σήματος που ανήκει στην κατηγορία αυτή, οι συντελεστές της ανάπτυξης μειώνονται ραγδαία καθώς αυξάνονται οι παράμετροι j και k . Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο ο DWT είναι αποδοτικός κατά τη συμπίεση σημάτων και εικόνων.

Ενώ είναι παρόμοιας φιλοσοφίας με τη σειρά Fourier, ο DWT είναι περισσότερο ευέλικτος και παρέχει περισσότερες πληροφορίες. Μπορεί να καταστεί περιοδικός, όπως η σειρά Fourier, για να παραστήσει με αποδοτικό τρόπο περιοδικά σήματα. Αντίθετα με τη σειρά Fourier, όμως, μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε μη περιοδικά, μεταβατικά (transient) σήματα με καταπληκτικά αποτελέσματα.

5.2.4. Θεώρημα Parseval

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 5.2.2, όταν οι συναρτήσεις κλίμακας και τα κυματίδια δημιουργούν ορθοκανονική βάση, το θεώρημα Parseval που συσχετίζει την ενέργεια του σήματος $f(t)$ με την ενέργεια εκάστης των συνιστωσών του και τους συντελεστές κυματιδίων αυτών. Για το λόγο αυτό είναι τόσο σημαντική η ορθοκανονικότητα.

Για τη γενική ανάπτυξη κυματιδίων της (5.20) ή της (5.23), το θεώρημα Parseval διατυπώνεται ως εξής:

$$\int |f(t)|^2 dt = \sum_{l=-\infty}^{\infty} |c(l)|^2 + \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} |d_j(k)|^2 \quad (5.26)$$

Ο Daubechies έδειξε ότι είναι δυνατόν η συνάρτηση κλίμακας και τα κυματίδια να είναι μη μηδενικά μόνο σε μία πεπερασμένη περιοχή και να είναι ορθοκανονικά [27, 28]. Αυτή η

ιδιότητα επιτρέπει τον επιθυμητό χρονικό εντοπισμό του σήματος. Η επιλογή διαφορετικών συντελεστών $h(n)$ στη (13) έχει ως αποτέλεσμα την ύπαρξη ποικιλίας συναρτήσεων κλίμακας και κυματιδίων. Ο Donoho σημείωσε ότι τα κυματίδια αποτελούν μία αδέσμευτη βάση (unconditional basis) για μία ευρεία κατηγορία σημάτων [29]. Αυτό σημαίνει ότι οι συντελεστές του μετασχηματισμού κυματιδίων των σημάτων μειώνονται ταχύτατα και, συνεπώς, το σήμα μπορεί να παρασταθεί από ένα μικρό αριθμό συντελεστών. Τέλος, οι βασικές ιδέες του συστήματος διακριτών κυματιδίων αναπτύχθηκαν χρησιμοποιώντας ως πολλαπλασιαστική κλιμάκωση το 2 στην (5.13). Το σύστημα αυτό ονομάζεται δύο ζωνών (two-band) λόγω της ύπαρξης δύο καναλιών στις αντίστοιχες συστοιχίες φίλτρων. Είναι, όμως, δυνατός ο ορισμός ενός περισσότερο γενικού συστήματος κυματιδίων της μορφής $\phi(t) = \sum_n h(n) \sqrt{M} \varphi(Mt - n)$, $M \in \mathbf{Z}$ [30].

5.3. Συστοιχίες φίλτρων και διακριτός μετασχηματισμός κυματιδίων

5.3.1. Υποδειγμάτιση και υπερδειγμάτιση

Στα πολυρυθμικά φίλτρα (multirate filters) υπάρχουν δύο βασικές διεργασίες, η υποδειγμάτιση (down-sampling ή decimating) και η υπερδειγμάτιση (up-sampling ή interpolating). Ο υποδειγματιστής δέχεται ως είσοδο ένα σήμα $x(n)$ και παράγει στην έξοδό του ένα σήμα $y(n) = x(2n)$. Ορισμένες φορές η υποδειγμάτιση μπορεί να γίνει κατά άλλον παράγοντα διαφορετικό του δύο ή να πρέπει η έξοδος να αποτελείται από τους όρους με περιττό δείκτη, δηλαδή $y(n) = x(2n+1)$. Κατά την υποδειγμάτιση υπάρχει σαφώς η πιθανότητα απώλειας πληροφορίας αφού τα μισά δεδομένα απορρίπτονται. Το αποτέλεσμα στο πεδίο της συχνότητας καλείται επικάλυψη (aliasing) που σημαίνει ότι η απώλεια αυτή αναμειγνύει τις φασματικές συνιστώσες του σήματος. Για να μην υπάρχει απώλεια πληροφορίας λόγω επικάλυψης πρέπει το σήμα να έχει περιορισμένο εύρος ζώνης, δηλαδή τουλάχιστον οι μισοί συντελεστές του DFT του να είναι μηδενικοί.

Σε έναν υπερδειγματιστή προστίθενται μηδενικά μεταξύ των αρχικών δειγμάτων, δηλαδή $y(2n) = x(n)$ και $y(2n+1) = 0$. Έτσι, το αρχικό σήμα $x(n)$ μήκους N (που περιέχει N δείγματα) μετατρέπεται στο σήμα εξόδου $y(n)$ που καταλαμβάνει διπλάσιο μήκος. Η υπερδειγμάτιση μπορεί επίσης να γίνει με άλλον παράγοντα εκτός του 2 ή να ισχύει $y(2n) = 0$ και $y(2n+1) = x(n)$. Γίνεται φανερό ότι κατά την υπερδειγμάτιση δεν χάνεται πληροφορία. Αν γίνει πρώτα υπερδειγμάτιση και μετά υποδειγμάτιση, δεν επηρεάζεται η περιγραφή του σήματος. Αν, όμως, η υποδειγμάτιση προηγηθεί της υπερδειγμάτισης, είναι πιθανό να υπάρχουν αλλοιώσεις στο σήμα.

Η αναγκαιότητα της χρήσης του υποδειγματιστή και του υπερδειγματιστή στα συστήματα κυματιδίων γίνεται εμφανής στις επόμενες παραγράφους 5.3.2 και 5.3.3.

5.3.2. Ανάλυση

Αρχικά, απαιτείται η σχέση που συνδέει τους συντελεστές ανάπτυξης σε χαμηλότερη κλίμακα με αυτούς υψηλότερων επιπέδων. Ξεκινώντας από τη θεμελιώδη αναδρομική εξίσωση (5.13) και θεωρώντας ότι έχει μοναδική λύση, η κλιμάκωση και η μετατόπιση της χρονικής μεταβλητής t δίνει:

$$\begin{aligned}
(5.13) \xrightarrow{t \rightarrow 2^j t - k} \varphi(2^j t - k) &= \sum_n h(n) \sqrt{2} \varphi(2(2^j t - k) - n) \\
&= \sum_n h(n) \sqrt{2} \varphi(2^{j+1} t - 2k - n) \xrightarrow{m=2k+n} \\
\varphi(2^j t - k) &= \sum_m h(m - 2k) \sqrt{2} \varphi(2^{j+1} t - m) \quad (5.27)
\end{aligned}$$

Έστω σήμα $f(t)$ που μπορεί να εκφραστεί στην κλίμακα $j+1$ μόνο με συναρτήσεις κλίμακας, χωρίς κυματίδια, δηλαδή

$$f(t) = \sum_k c_{j+1}(k) 2^{(j+1)/2} \varphi(2^{j+1} t - k) \quad (5.28)$$

Στην ακριβώς επόμενη κλίμακα χαμηλότερης ανάλυσης είναι απαραίτητα κυματίδια για να εκφράσουν τις λεπτομέρειες που περιλαμβάνει η περιγραφή της (5.28):

$$f(t) = \sum_k c_j(k) 2^{j/2} \varphi(2^j t - k) + \sum_k d_j(k) 2^{j/2} \psi(2^j t - k) \quad (5.29)$$

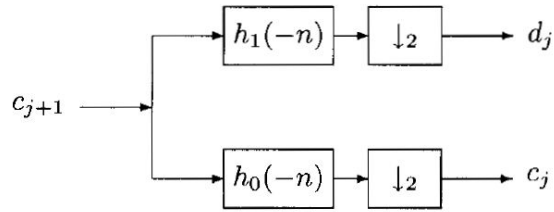
όπου οι όροι $2^{j/2}$ διατηρούν σταθερή τη μοναδιαία νόρμα των συναρτήσεων βάσης στις διαφορετικές κλίμακες. Αν οι $\varphi_{j,k}(t)$ και $\psi_{j,k}(t)$ είναι ορθοκανονικές (δηλαδή συνιστούν ένα στενό πλαίσιο), οι συντελεστές της κλίμακας j μπορούν να προσδιοριστούν μέσω του εσωτερικού γινομένου:

$$\begin{aligned}
c_j(k) &= \langle f(t), \varphi_{j,k}(t) \rangle = \int f(t) 2^{j/2} \varphi(2^j t - k) dt \xrightarrow{(5.27)} \\
c_j(k) &= \sum_m h(m - 2k) \int f(t) 2^{(j+1)/2} \varphi(2^{j+1} t - m) dt = \sum_m h(m - 2k) c_{j+1}(m) \quad (5.30)
\end{aligned}$$

Η αντίστοιχη σχέση για τους συντελεστές κυματιδίων είναι

$$d_j(k) = \sum_m h_1(m - 2k) c_{j+1}(m) \quad (5.31)$$

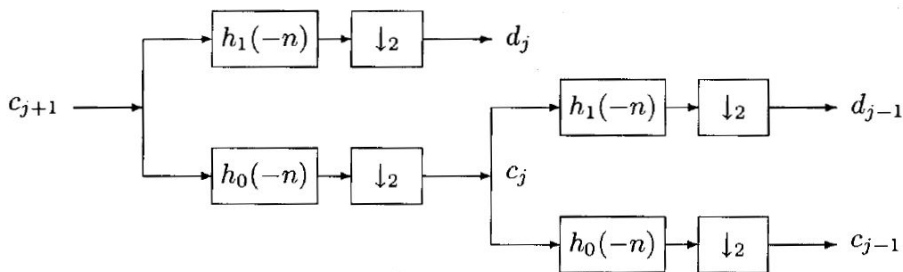
Οι εξισώσεις (5.30) και (5.31) δείχνουν ότι οι συντελεστές κλίμακας και κυματιδίων στο επόμενο επίπεδο κλίμακας j μπορούν να προκύψουν από τη συνέλιξη των συντελεστών κλίμακας στην κλίμακα $j+1$ με τους χρονικά ανεστραμμένους αναδρομικούς συντελεστές $h(-n)$ και $h_1(-n)$ και την υποδειγμάτιση κατά 2 του αποτελέσματος. Με άλλα λόγια, οι συντελεστές κλίμακας στο επίπεδο $j+1$ φιλτράρονται από δύο ψηφιακά FIR φίλτρα με συντελεστές $h(-n)$ και $h_1(-n)$ και οι έξοδοι υποδειγματίζονται για να προκύψουν οι συντελεστές κλίμακας και κυματιδίων της επόμενης, περισσότερο χονδρικής κλίμακας. Η εφαρμογή των εξισώσεων (5.30) και (5.31) απεικονίζεται στο Σχήμα 5.7, όπου τα βέλη προς τα κάτω συμβολίζουν την υποδειγμάτιση και τα βέλη προς τα πάνω την υπερδειγμάτιση. Για ευκολότερη σύγκριση, τα $h(n)$ και $h_0(n)$ συμβολίζουν ισοδύναμα τους συντελεστές της συνάρτησης κλίμακας στην εξίσωση διαστολής (5.13).



Σχήμα 5.7. Συστοιχία φίλτρων ανάλυσης δύο ζωνών

Το FIR φίλτρο που υλοποιείται από την $h_0(-n)$ είναι ένα βαθυπερατό φίλτρο και εκείνο που υλοποιείται από την $h_1(-n)$ ένα υψυπερατό. Ο μέσος αριθμός δειγμάτων δεδομένων που εξέρχεται του συστήματος αυτού είναι ο ίδιος με τον αριθμό που εισέρχεται: ο αριθμός αρχικά διπλασιάζεται από την ύπαρξη δύο φίλτρων και, στη συνέχεια, υποδιπλασιάζεται μέσω της υποδειγμάτισης. Αυτό σημαίνει ότι υπάρχει πιθανότητα να μη χάνεται πληροφορία και να είναι εφικτή η ανάκτηση του αρχικού σήματος. Στην πραγματικότητα αυτή είναι και η απαίτηση που πρέπει να ικανοποιεί το σύστημα. Η επικάλυψη που δημιουργείται στην πάνω ζώνη αντισταθμίζεται με τη χρήση του σήματος στην κάτω ζώνη. Αυτή είναι η ιδέα της τέλει ανακατασκευής (perfect reconstruction) στη θεωρία των φίλτρων. Ο διαχωρισμός αυτός, το φιλτράρισμα και η υποδειγμάτιση μπορεί να επαναληφθεί στους συντελεστές κλίμακας του επιπέδου j δημιουργώντας τη δομή δύο σταδίων που φαίνεται στο Σχήμα 5.8.

Στο σχήμα αυτό, το πρώτο στάδιο διαιρεί το φάσμα του $c_{j+1}(k)$ σε μία βαθυπερατή και μία υψυπερατή ζώνη αποδίδοντας τους συντελεστές του μετασχηματισμού (κλίμακας και κυματιδίων) στην αμέσως χαμηλότερη κλίμακα, $c_j(k)$ and $d_j(k)$, αντίστοιχα. Το δεύτερο στάδιο διαιρεί εκ νέου τη βαθυπερατή ζώνη σε μία χαμηλότερη βαθυπερατή ζώνη και μία ζωνοπερατή. Το πρώτο στάδιο διαιρεί το φάσμα σε δύο ίσα τμήματα. Το δεύτερο στάδιο διαιρεί το χαμηλόσυχο τμήμα του φάσματος σε τέταρτα κ.ο.κ. Αυτό οδηγεί σε ένα σύνολο από λογαριθμικά συσχετισμένα εύρη ζώνης. Κατά την ορολογία των φίλτρων αυτά λέγονται φίλτρα σταθερού Q (constant- Q filters) επειδή ο λόγος του εύρους ζώνης προς την κεντρική συχνότητα είναι σταθερός.



Σχήμα 5.8. Δένδρο ανάλυσης δύο ζωνών, δύο σταδίων

Για οποιοδήποτε πεπερασμένου εύρους ζώνης σήμα $f(t)$ υπάρχει μία μέγιστη κλίμακα J πάνω από την οποία οι συντελεστές κυματιδίων του μετασχηματισμού, $d_j(k)$, είναι αμελητέοι. Ξεκινώντας με την υψηλότερης ανάλυσης περιγραφή του σήματος με όρους των

συντελεστών κλίμακας του μετασχηματισμού, c_j , το δένδρο ανάλυσης υπολογίζει τον DWT μέχρι μία επιθυμητή ελάχιστη ανάλυση j_0 , σε $J-j_0$ στάδια:

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_k c_j(k) \varphi_{j,k}(t) = \sum_k c_{j-1}(k) \varphi_{j-1,k}(t) + \sum_k d_{j-1}(k) \psi_{j-1,k}(t) \\ &= \sum_k c_{j-2}(k) \varphi_{j-2,k}(t) + \sum_k \sum_{j=j-2}^{j-1} d_j(k) \psi_{j,k}(t) = \dots \\ &= \sum_k c_{j_0}(k) \varphi_{j_0,k}(t) + \sum_k \sum_{j=j_0}^{j-1} d_j(k) \psi_{j,k}(t) \quad (5.32) \end{aligned}$$

που είναι η πεπερασμένης κλίμακας εκδοχή της (5.23).

5.3.3. Σύνθεση

Η ανακατασκευή των αρχικών συντελεστών λεπτής κλίμακας του σήματος μπορεί να γίνει από το συνδυασμό των συντελεστών κλίμακας και κυματιδίων του μετασχηματισμού σε μία χαμηλότερη, περισσότερο χονδρική ανάλυση. Έστω ένα σήμα $f(t)$ στο χώρο κλίμακας $j+1$. Το σήμα αυτό μπορεί να γραφεί με όρους της συνάρτησης κλίμακας υπό τη μορφή

$$f(t) = \sum_k c_{j+1}(k) 2^{(j+1)/2} \varphi(2^{j+1}t - k) \quad (5.33)$$

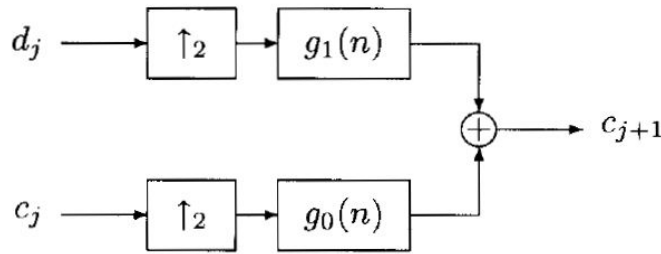
ή με όρους της επόμενης κλίμακας, που απαιτεί κυματίδια υπό τη μορφή

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_k c_j(k) 2^{j/2} \varphi(2^j t - k) + \sum_k d_j(k) 2^{j/2} \psi(2^j t - k) \xrightarrow{(5.13), (5.16)} \\ f(t) &= \sum_k c_j(k) \sum_n h(n) 2^{(j+1)/2} \varphi(2^{j+1}t - 2k - n) \\ &\quad + \sum_k d_j(k) \sum_n h_1(n) 2^{(j+1)/2} \varphi(2^{j+1}t - 2k - n) \quad (5.34) \end{aligned}$$

Εφόσον όλες οι εμπλεκόμενες συναρτήσεις είναι ορθοκανονικές, πολλαπλασιάζοντας τις (5.33) και (5.34) με $\varphi(2^{j+1}t - k')$ και ολοκληρώνοντας προκύπτει ο συντελεστής:

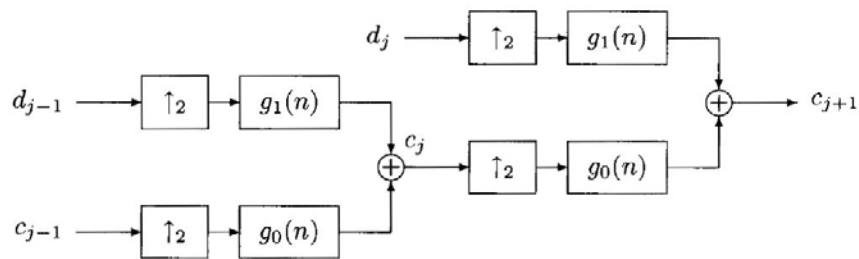
$$c_{j+1}(k) = \sum_m c_j(m) h(k - 2m) + \sum_m d_j(m) h_1(k - 2m) \quad (5.35)$$

Η εξίσωση (5.35) υπολογίζεται υπερδειγματίζοντας την ακολουθία των συντελεστών κλίμακας του μετασχηματισμού του j επιπέδου, $c_j(k)$, και, στη συνέχεια, συνελίσσοντάς την με τους συντελεστές της συνάρτησης κλίμακας $h(n)$. Το ίδιο γίνεται και για την ακολουθία των συντελεστών κυματιδίων του μετασχηματισμού της j κλίμακας και τα αποτελέσματα αθροίζονται για να προκύψουν οι συντελεστές κλίμακας του μετασχηματισμού στο $j+1$ επίπεδο. Η δομή αυτή απεικονίζεται στο Σχήμα 5.9, όπου $g_0(n)=h(n)$ και $g_1(n)=h_1(n)$.



Σχήμα 5.9. Συστοιχία φίλτρων σύνθεσης δύο ζωνών

Αυτή η συνδυαστική διαδικασία μπορεί να συνεχιστεί σε οποιοδήποτε επίπεδο, αρκεί να συμμετέχουν οι συντελεστές κυματιδίων της κατάλληλης κλίμακας. Το δύο επιπέδων δένδρο που προκύπτει φαίνεται στο Σχήμα 5.10.



Σχήμα 5.10. Δένδρο σύνθεσης δύο ζωνών, δύο σταδίων

5.3.4. Συντελεστές εισόδου

Στα Σχήματα 5.7 και 5.8 το σύνολο των συντελεστών κλίμακας του μετασχηματισμού, $c_{j+1}(t)$, προέρχεται από το σήμα και λειτουργεί ως είσοδος στις συστοιχίες φίλτρων. Δεν έχει συζητηθεί όμως πώς προκύπτουν αυτοί οι συντελεστές από το σήμα. Για μία αρκούτσως υψηλή κλίμακα, οι συναρτήσεις κλίμακας συμπεριφέρονται ως συναρτήσεις Dirac. Έτσι, το εσωτερικό γινόμενο που υπολογίζει τους συντελεστές υψηλής κλίμακας στην ουσία δειγματοληπτεί την $f(t)$. Αν τα δείγματα έχουν μεγαλύτερο ρυθμό από το ρυθμό Nyquist, αποτελούν καλές προσεγγίσεις των συντελεστών κλίμακας στο επίπεδο αυτό, δηλαδή δεν χρειάζονται συντελεστές κυματιδίων στο συγκεκριμένο επίπεδο. Η προσέγγιση αυτή είναι ιδιαίτερος ακριβής όταν τα δείγματα της συνάρτησης κλίμακας είναι μικρά ή μηδενικά. Μία εναλλακτική προσέγγιση είναι το προ-φιλτράρισμα των δειγμάτων του σήματος για να γίνει καλύτερη προσέγγιση των συντελεστών της ανάπτυξης.

Το σύνολο των διαδικασιών ανάλυσης και σύνθεσης που περιγράφηκε είναι γνωστό ως αλγόριθμος του Mallat [31,32]. Τα φίλτρα ανάλυσης υπολογίζουν αποδοτικά τον DWT χρησιμοποιώντας συστοιχίες ψηφιακών φίλτρων και υποδειγματιστές, ενώ τα φίλτρα σύνθεσης υπολογίζουν τον αντίστροφο μετασχηματισμό ώστε να ανακατασκευασθεί το αρχικό σήμα. Η περιγραφή με φίλτρα δεν αποτελεί μόνο μία μέθοδο υπολογισμού του DWT αλλά δίνει πληροφορίες για τον ίδιο το μετασχηματισμό και πιθανές τροποποιήσεις ή γενικεύσεις που θα ήταν δύσκολο να παρατηρηθούν από τις σχέσεις που αφορούν την ανάπτυξη κυματιδίων.

Αν και είναι εφικτή η ανάπτυξη μόνο με κυματίδια - όπως παρουσιάζεται στην (5.7) - οι ιδιότητες των κυματιδίων αναπτύσσονται ευκολότερα και γίνονται καλύτερα κατανοητές μέσω των συναρτήσεων κλίμακας. Μία καλά ορισμένη συνάρτηση κλίμακας επιτρέπει την περιγραφή των κυματιδίων ως ένα πεπερασμένο άθροισμα συναρτήσεων κλίμακας, όπως στη (5.16).

Σε μία πρακτική εφαρμογή όπου ο μετασχηματισμός κυματιδίων χρησιμοποιείται ως υπολογιστικό εργαλείο για την επεξεργασία σήματος, η ανάπτυξη μπορεί να γίνει πεπερασμένη. Αν οι συναρτήσεις βάσης είναι περιορισμένες στο χρόνο, είναι απαραίτητος μόνο ένας πεπερασμένος αριθμός αθροίσεων για το δείκτη k . Αν η συνάρτηση κλίμακας εμπεριέχεται στην έκφραση, όπως στις (5.20) και (5.29), το χαμηλότερο όριο στην άθροιση για τα j είναι πεπερασμένο. Αν το σήμα είναι πεπερασμένου εύρους ζώνης, υπάρχει μία κλίμακα πάνω από την οποία υπάρχει ελάχιστη ή και καθόλου ενέργεια, κάνοντας και το άνω όριο της άθροισης ως προς j πεπερασμένο.

5.3.5. Παρατηρήσεις που αφορούν το DWT

- Πολυδιακριτή ανάλυση και ανάλυση χρόνου-συχνότητας

Η συζήτηση έχει επικεντρωθεί στην αποδόμηση ενός σήματος σε όρους κυματιδίων και στο DWT του με όρους πολυδιακριτής ανάλυσης, όπου δηλαδή οι συνιστώσες κυματιδίων του μιας υψηλότερης κλίμακας θεωρούνται λεπτομέρειες σε μία χαμηλότερη. Αυτή είναι μία πολύ χρήσιμη οπτική γωνία και ακριβές μοντέλο για πολλά σήματα. Υπάρχουν, όμως, περιπτώσεις όπου οι συνιστώσες ενός σύνθετου σήματος σε διαφορετικές κλίμακες είναι ανεξάρτητες ή σε κάθε περίπτωση δεν μπορούν να θεωρηθούν η μία λεπτομέρεια της άλλης. Στις περιπτώσεις αυτές ίσως είναι καταλληλότερη η ανάλυση χρόνου-συχνότητας.

- Περιοδικός και μη περιοδικός DWT

Αντίθετα με τη σειρά Fourier, ο DWT μπορεί να μορφοποιηθεί είτε ως περιοδικός είτε ως μη περιοδικός μετασχηματισμός. Η σειρά ανάπτυξης στο $-\infty < t < \infty$ που έχει συζητηθεί μέχρι το σημείο αυτό είναι μη περιοδική, με τους υπολογισμούς να γίνονται από συστοιχίες φίλτρων δημιουργώντας ακολουθίες από συντελεστές σε κάθε κλίμακα. Αν η είσοδος στη διάταξη των φίλτρων έχει συγκεκριμένο αριθμό δειγμάτων (μήκος) N , η έξοδος σε μία χαμηλότερη κλίμακα αποτελείται από δύο ακολουθίες: μία των συντελεστών κλίμακας $c_{j-1,k-1}$ και μία των συντελεστών κυματιδίων $d_{j-1,k-1}$. Και οι δύο αυτές ακολουθίες υποδειγματίζονται ώστε να έχουν το μισό μήκος, δηλαδή $N/2$. Στην επόμενη χαμηλότερη κλίμακα πραγματοποιείται η ίδια διαδικασία για τους συντελεστές κλίμακας παράγοντας έτσι συνολικά στην έξοδο τρεις ακολουθίες, εκείνη με μήκος $N/2$, και δύο με μήκος ενός τετάρτου, $N/4$. Δηλαδή, ο υπολογισμός των συντελεστών του μετασχηματισμού κυματιδίων είναι μία πολυρυθμική διάταξη φίλτρων που παράγει ακολουθίες συντελεστών με διαφορετικά μήκη αλλά με το συνολικό πλήθος να παραμένει ίδιο σε κάθε στάδιο. Η προσέγγιση αυτή μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοδήποτε σήμα, με πεπερασμένο ή άπειρο αριθμό δειγμάτων, περιοδικό ή μη περιοδικό. Σημειώνεται, ωστόσο, ότι ενώ ο αριθμός δειγμάτων της εξόδου είναι ο ίδιος με εκείνον της εισόδου, ο αριθμός των συντελεστών στην έξοδο είναι μεγαλύτερος από ό,τι στην είσοδο, διότι το μήκος της εξόδου που προκύπτει από συνέλιξη είναι μεγαλύτερο από το μήκος εισόδου.

- DWT και DTWT

Ο αλγόριθμος του Mallat μπορεί να θεωρηθεί είτε ως τρόπος υπολογισμού των συντελεστών ανάπτυξης σε διαφορετικές κλίμακες είτε ως συστοιχία φίλτρων για την επεξεργασία σημάτων διακριτού χρόνου. Η πρώτη οπτική γωνία είναι αντίστοιχη της χρήσης της σειράς Fourier, όπου ένα συνεχές σήμα μετασχηματίζεται σε μία διακριτή ακολουθία συντελεστών. Η δεύτερη είναι αντίστοιχη με το DFT όπου ένα διακριτό σήμα μετασχηματίζεται σε μία άλλη διακριτή ακολουθία. Πράγματι ο DFT (μέσω του FFT) χρησιμοποιείται συχνά για να υπολογιστούν οι συντελεστές της σειράς Fourier. Αυτό, όμως, πρέπει να γίνεται με προσοχή για να αποφευχθεί ή να ελαχιστοποιηθεί η επικάλυψη. Υπάρχουν μικρές διαφορές μεταξύ της χρήσης της σειράς ανάπτυξης του σήματος (τον DWT) και της χρήσης μιας πολυρυθμικής συστοιχίας φίλτρων σε δείγματα του σήματος (τον DTWT). Στη γενική περίπτωση, η χρήση και των δύο τεχνικών παρέχει περισσότερες πληροφορίες για το πρόβλημα σε σχέση με ό,τι μπορεί να αποδώσει εκάστη από μόνη της.

- Αριθμητική πολυπλοκότητα του DWT/DTWT και του FFT

Ο υπολογισμός του DTWT μίας ακολουθίας αριθμού δειγμάτων N με τον αλγόριθμο του Mallat απαιτεί $O(N)$ αριθμητικές πράξεις (πολλαπλασιασμούς και προσθέσεις αριθμών κινητής υποδιαστολής), δηλαδή το πλήθος των πράξεων εξαρτάται γραμμικά από το μήκος του σήματος. Η σταθερή της γραμμικότητας είναι μάλιστα σχετικά μικρή. Αυτό έρχεται σε αντίθεση με τον αλγόριθμο FFT για τον υπολογισμό του DFT, όπου η πολυπλοκότητα είναι $O(N \log N)$, ή με τον απευθείας υπολογισμό του DFT, με πολυπλοκότητα $O(N^2)$. Ο αλγόριθμος FFT αποτελεί ένα σχήμα «οργάνωσης και διαμοιρασμού», όπου η βέλτιστη επίδοση προκύπτει από την οργάνωση των υπολογισμών με τέτοιο τρόπο ώστε τα αποτελέσματα κοινών διεργασιών να διαμοιράζονται. Το κλιμακωτό φιλτράρισμα και η υποδειγμάτιση στον αλγόριθμο του Mallat επιτυγχάνουν ακριβώς το ίδιο.

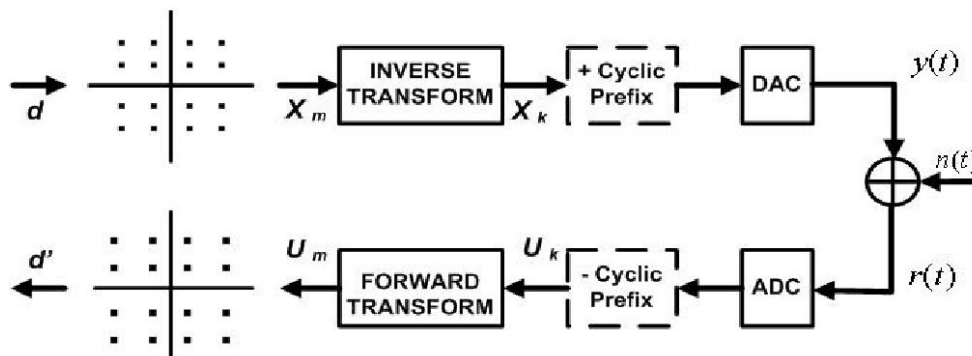
Κεφάλαιο 6: Wavelet OFDM

Η Wavelet OFDM αποτελεί παραλλαγή της OFDM σύμφωνα με την οποία ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier (discrete Fourier transform ή DFT) αντικαθίσταται από το διακριτό μετασχηματισμό κυματιδίων (discrete wavelet transform ή DWT). Αρχικά, θα παρουσιαστεί η υλοποίηση ενός συστήματος Wavelet OFDM (ή DWT-OFDM ή WOFDM ή DWMT) και ορισμένες σημαντικές ιδιότητές της. Στη συνέχεια, θα γίνει η σύγκρισή της με την DFT-OFDM (ή FFT-OFDM ή απλά OFDM), παρουσιάζοντας τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα κάθε μεθόδου. Τέλος, τα δύο είδη διαμόρφωσης θα συγκριθούν στο περιβάλλον των επικοινωνιών σε γραμμές ηλεκτρικής ενέργειας (power line communications ή PLC) που διαφέρει σημαντικά από το ασύρματο περιβάλλον διάδοσης.

6.1. Υλοποίηση της Wavelet OFDM

6.1.1. Συνοπτική Παρουσίαση της DFT-OFDM

Όπως περιγράφηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο, η DFT-OFDM υλοποιείται από το σύστημα που φαίνεται αφαιρετικά στο Σχήμα 6.1.



Σχήμα 6.1. Πομπός και δέκτης ενός συστήματος DFT-OFDM

Τα δεδομένα d διέρχονται αρχικά από ένα MQAM διαμορφωτή, ο οποίος τα αντιστοιχίζει σε MQAM σύμβολα. Τα σύμβολα αυτά, χωρισμένα σε N παράλληλες ροές $X_m(i)$, $0 \leq i \leq N-1$, όπου N είναι το πλήθος των υποκαναλιών του συστήματος, αποτελούν την είσοδο του IFFT block. Το αποτέλεσμα είναι μία διακριτού χρόνου ακολουθία X_k . Πριν από τη μετάδοση, προστίθεται ένα κυκλικό πρόθεμα για να ελαχιστοποιηθεί η διασυμβολική παρεμβολή, ISI. Στο δέκτη ακολουθεί η αντίστροφη διαδικασία. Αφαιρείται αρχικά το κυκλικό πρόθεμα και η διακριτού χρόνου ακολουθία διέρχεται από το FFT block. Από την ακολουθία U_m μπορούν πλέον να ανακτηθούν τα δεδομένα, εφαρμόζοντας MQAM αποδιαμόρφωση.

6.1.2. Σύστημα DWT-OFDM

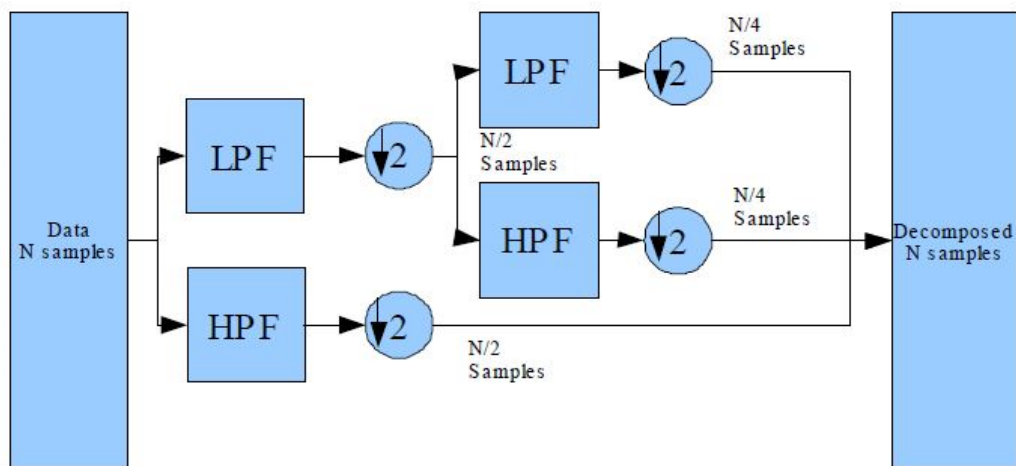
Τα κυματίδια (wavelets) είναι κυματομορφές με περιορισμένη διάρκεια και μηδενική μέση τιμή. Η ειδοποιός διαφορά μεταξύ των κυματιδίων και των ημιτονικών κυμάτων, που αποτελούν τις συναρτήσεις βάσης για την ανάλυση Fourier, είναι το γεγονός ότι οι ημιτονικές συνιστώσες έχουν άπειρη διάρκεια. Επίσης, τα ημίτονα είναι ομαλές και ντετερμινιστικά καθορισμένες κυματομορφές, ενώ τα κυματίδια δεν χαρακτηρίζονται από

συγκεκριμένη μορφή συμμετρίας ή κανονικότητας. Η ανάλυση Fourier αναπτύσσει τα σήματα σε ημίτονα διαφορετικών συχνοτήτων. Ακολουθώντας παρόμοιο σκεπτικό, η ανάλυση κυματιδίων αναπτύσσει τα κύματα σε μετατοπισμένες και υπό κλίμακα εκδοχές του αρχικού (ή μητρικού) κυματιδίου.

Στην περίπτωση όπου ένα σήμα εμφανίζει μικρή διαφοροποίηση στο χρόνο, ο μετασχηματισμός Fourier με την επιλογή κατάλληλου χρονικού παράθυρου δίνει αξιόπιστα αποτελέσματα. Όταν, όμως, το σήμα εμφανίζει ταχείες διακυμάνσεις στο χρόνο, είναι απαραίτητη η ταυτόχρονη ανάλυση χρόνου-συχνότητας (και όχι μόνο συχνότητας όπως στο μετασχηματισμό Fourier). Αυτό επιτυγχάνεται γενικά με τρεις τρόπους:

- Short-Time Fourier Transform (STFT): επιλογή χρονικού παραθύρου για το σήμα και παρουσίαση τρισδιάστατου φασματογραφήματος.
- Discrete Wavelet Transform (DWT): διαχωρισμός του σήματος σε προσεγγιστικό σήμα και σήμα λεπτομερειών. Το προσεγγιστικό σήμα διαχωρίζεται περαιτέρω σε προσεγγιστικό σήμα και σήμα λεπτομερειών. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται για συγκεκριμένο πλήθος βημάτων.
- Wavelet Packet Transform (WPT): διαχωρισμός του σήματος όπως στο DWT αλλά, στη συνέχεια, και τα δύο σήματα που προκύπτουν διαχωρίζονται σε προσεγγιστικό σήμα και σήμα λεπτομερειών. Έτσι, δημιουργείται ένα ισοσκελές δέντρο από συντελεστές.

Το βασικό πλεονέκτημα του μετασχηματισμού κυματιδίων είναι το γεγονός ότι είναι διακριτός τόσο στο χρόνο όσο και στην κλίμακα. Υλοποιείται χρησιμοποιώντας φίλτρα, ένα βαθυπερατό LPF και ένα υψυπερατό HPF, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.2. Τα φίλτρα ακολουθούνται από υποδειγματιστές για να είναι ο μετασχηματισμός αποδοτικός.



Σχήμα 6.2. Διάσπαση ακολουθίας με μετασχηματισμό κυματιδίων δύο επιπέδων

Ο DWT ενός σήματος x υπολογίζεται μέσω επεξεργασίας από συστοιχίες φίλτρων. Τα δείγματα του σήματος διέρχονται ταυτόχρονα από ένα βαθυπερατό φίλτρο LPF με κρουστική απόκριση g και από ένα υψυπερατό φίλτρο HPF με κρουστική απόκριση h . Η έξοδος του LPF δίνει τους συντελεστές προσέγγισης, ενώ η έξοδος του HPF τους

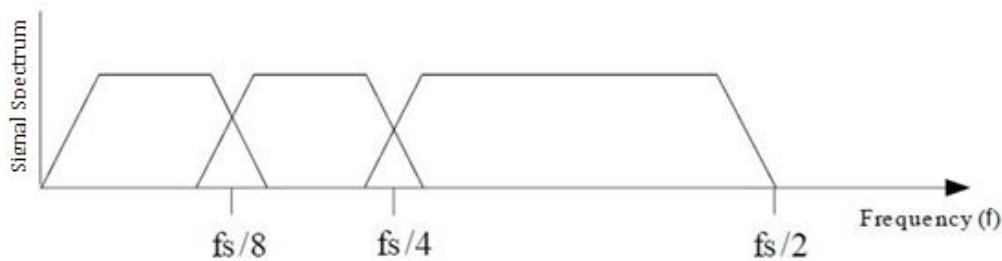
συντελεστές λεπτομερειών. Τα φίλτρα αυτά σχετίζονται μεταξύ τους και είναι γνωστά ως ορθογώνια κατοπτρικά φίλτρα (quadrature mirror filters - QMF). Εφόσον το μισό φάσμα του σήματος αφαιρείται, μπορούν επίσης να αφαιρεθούν και τα μισά δείγματα του, σύμφωνα με τον κανόνα του Nyquist. Συνεπώς, οι έξοδοι των φίλτρων υποδειγματίζονται κατά δύο. Οι έξοδοι του LPF και του HPF είναι οι συνελίξεις των δεδομένων με την κρουστική απόκριση του αντίστοιχου φίλτρου, δηλαδή

$$y_{low}[n] = (x * g)[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]g[2n - k] \quad (6.1)$$

$$y_{high}[n] = (x * h)[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]h[2n - k] \quad (6.2)$$

Η διάσπαση του σήματος υποδιπλασιάζει τη χρονική ανάλυση, αφού μόνο τα μισά δείγματα εξόδου των φίλτρων χαρακτηρίζουν το σήμα. Κάθε έξοδος όμως καταλαμβάνει το μισό φασματικό περιεχόμενο της εισόδου, οπότε η φασματική ανάλυση διπλασιάζεται.

Το φάσμα του μετασχηματισμού κυματιδίων ενός σήματος φαίνεται στο Σχήμα 6.3, όπου f_s είναι η συχνότητα δειγματοληψίας και $f_s/2$ η μέγιστη συχνότητα του σήματος. Το πρώτο επίπεδο του μετασχηματισμού χωρίζει το φάσμα σε δύο ίσα τμήματα, ένα υψηλόσυχο και ένα χαμηλόσυχο. Το δεύτερο επίπεδο του μετασχηματισμού χωρίζει εκ νέου το χαμηλόσυχο τμήμα σε δύο ίσα τμήματα, ίσα με το $1/4$ του αρχικού φάσματος. Έτσι, προκύπτουν τρεις ζώνες: δύο ζώνες με εύρος $1/4$ του αρχικού και μία ζώνη με εύρος $1/2$ του αρχικού. Σε χαμηλότερες περιοχές συχνοτήτων το εύρος ζώνης των συνιστωσών είναι μικρό (οπότε το χρονικό εύρος τους είναι μεγάλο), ενώ στις υψηλότερες συχνότητες το εύρος ζώνης των συνιστωσών είναι μεγαλύτερο (με μικρότερο χρονικό εύρος αντιστοίχως).



Σχήμα 6.3. Διαχωρισμός εύρους ζώνης σήματος σε τρία υποκανάλια (DWT 2 επιπέδων)

Στην WOFDM το εύρος ζώνης, BW_k , του υποκαναλιού k μπορεί να υπολογιστεί συναρτήσει του συνολικού εύρους ζώνης BW_{total} μέσω της σχέσης

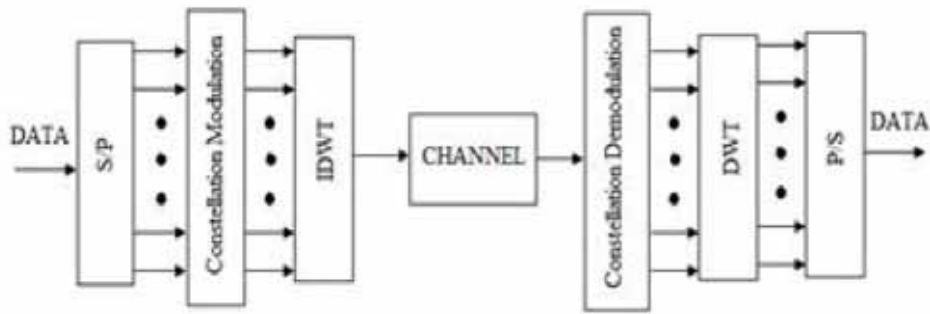
$$BW_k = \begin{cases} \frac{BW_{total}}{2^{k+1}}, & 0 \leq k \leq N - 2 \\ \frac{BW_{total}}{2^{N-1}}, & k = N - 1 \end{cases} \quad (6.3)$$

Αντιστοίχως, ο αριθμός των δειγμάτων ανά υποκανάλι, N_k , μπορεί να υπολογιστεί σε σχέση με το συνολική απόδοση (throughput) του καναλιού, N_{total} :

$$N_k = \begin{cases} \frac{N_{total}}{2^{k+1}}, & 0 \leq k \leq N - 2 \\ \frac{N_{total}}{2^{N-1}}, & k = N - 1 \end{cases} \quad (6.4)$$

Από τις (6.3) και (6.4) και το Σχήμα 6.3 γίνεται φανερό ότι ο ρυθμός μετάδοσης ανά υποκανάλι εξαρτάται από το πλήθος των επιπέδων του DWT, N . Όσο μεγαλύτερο το N τόσο μικρότερο είναι το εύρος ζώνης κάθε υποκαναλιού και τόσο μικρότερος ο δυνατός ρυθμός μετάδοσης μέσω αυτού. Το γεγονός αυτό προσδίδει ευελιξία στο σύστημα, παρέχοντάς του τη δυνατότητα να προσαρμόζεται κατά βέλτιστο τρόπο προς την εφαρμογή και την κατάσταση του διαύλου.

Σε ένα σύστημα DWT, τα blocks του μετασχηματισμού κυματιδίων (IDWT και DWT) αντικαθιστούν τα blocks IFFT και FFT ενός συστήματος FFT-OFDM όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 6.4.



Σχήμα 6.4. Σύστημα DWT-OFDM

Η έξοδος του αντίστροφου μετασχηματισμού κυματιδίων (IDWT) είναι

$$d(k) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} D_{m,n} 2^{m/2} \psi(2^m k - n) \quad (6.5)$$

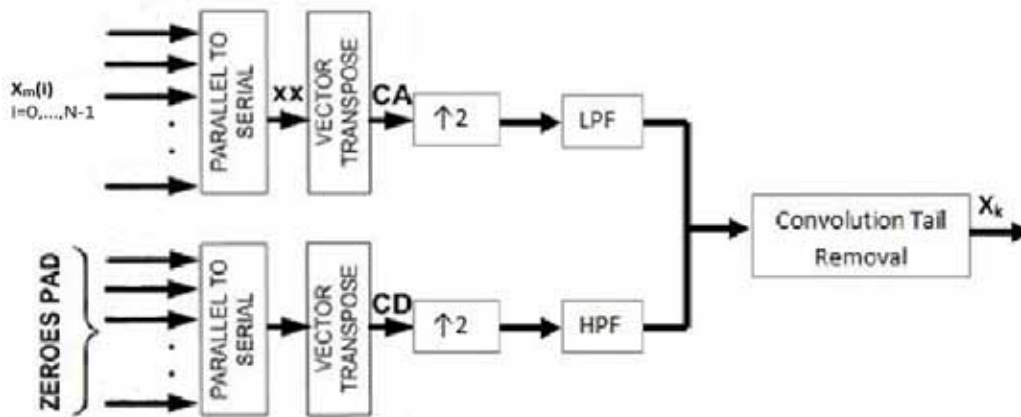
όπου $D_{m,n}$ είναι οι συντελεστές κυματιδίων και $\psi(2^m k - n)$ είναι η συνάρτηση κυματιδίου στην κλίμακα m και μετατοπισμένη κατά n για κάθε υποφέρων k , $0 \leq k \leq N-1$.

Στην πλευρά του δέκτη η διαδικασία αντιστρέφεται. Η έξοδος του DWT είναι

$$D_{m,n} = \sum_{k=0}^{N-1} d(k) 2^{m/2} \psi(2^m k - n) \quad (6.6)$$

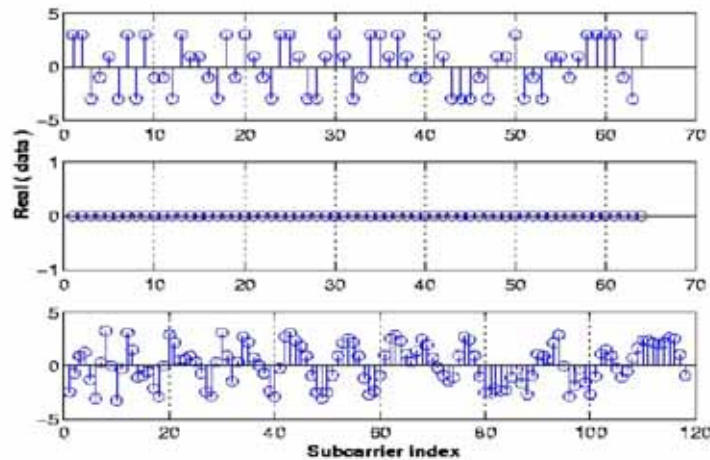
6.1.3. Πομπός DWT-OFDM

Ο πομπός ενός συστήματος μετάδοσης πρέπει να διαμορφώνει τα δεδομένα μέσω του IDWT, σχηματίζοντας ορθοκανονικά κυματίδια. Για να το επιτύχει, υλοποιεί το block διάγραμμα του Σχήματος 6.5.



Σχήμα 6.5. Πομπός DWT-OFDM

Τα N σύμβολα $x_m(i)$ μετατρέπονται αρχικά στο διάνυσμα γραμμής xx , το οποίο αναστρέφεται για να προκύψουν οι συντελεστές προσέγγισης (approximation coefficients – CA). Έτσι, το CA είναι διάνυσμα στήλης και το φανταστικό του μέρος έχει αντίθετο πρόσημο σε σχέση με το xx λόγω της αναστροφής. Το CA υπερδειγματίζεται στη συνέχεια και φιλτράρεται από συντελεστές του κυματιδίου που συνιστούν στην ουσία ένα βαθυπερατό φίλτρο LPF. Αφού στόχος κάθε διαμόρφωσης είναι τα σήματα να περιλαμβάνουν κατά το δυνατόν χαμηλότερες συχνότητες ώστε να έχουν μικρότερο εύρος ζώνης, το διαμορφωμένο σήμα CA συνελίσσεται κυκλικά με το LPF ενώ οι υπερδειγματισμένοι συντελεστές λεπτομερειών (detailed coefficients – CD) που αποτελούνται από μηδενικά συνελίσσονται με το υψυπερατό φίλτρο HPF. Διαφορετικές οικογένειες κυματιδίων έχουν διαφορετικά μήκη φίλτρων HPF και LPF και αποδίδουν διαφορετικές τιμές για τους συντελεστές προσέγγισης και λεπτομερειών. Ωστόσο, και τα δύο φίλτρα, LPF και HPF, πρέπει να έχουν ορθοκανονικές βάσεις για να υλοποιούν ορθά το μετασχηματισμό κυματιδίων. Το τελικό σήμα, X_k , στο Σχήμα 6.5 προκύπτει από την άθροιση των εξόδων των δύο φίλτρων και την αφαίρεση της ουράς που δημιουργείται από τις συνελίξεις των σημάτων με τους συντελεστές των φίλτρων. Στο Σχήμα 6.6 παρουσιάζονται δείγματα των CA, CD και X_k .



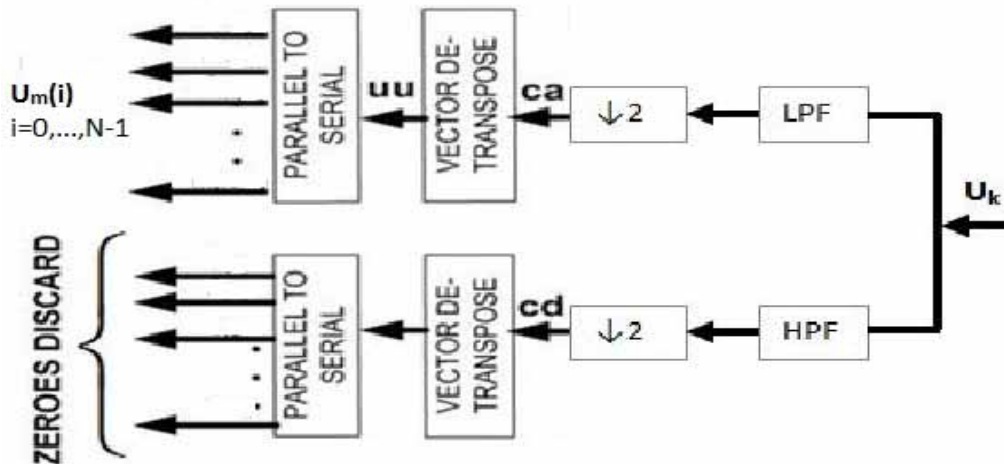
Σχήμα 6.6. Δείγματα σήματος εκπομπής ενός συστήματος DWT-OFDM χρησιμοποιώντας το κυματίδιο bio5.5. Επάνω: δεδομένα CA. Στη μέση: δεδομένα CD. Κάτω: δεδομένα X_k .

Στο Σχήμα 6.6 απεικονίζονται τα πραγματικά μέρη των εμπλεκόμενων σημάτων. Αντίστοιχα σχήματα μπορούν να χαραχθούν για τα φανταστικά μέρη τους. Οι συντελεστές προσέγγισης CA περιέχουν όλη τη χρήσιμη πληροφορία, διαμορφωμένη κατά MQAM. Οι συντελεστές λεπτομερειών CD αποτελούνται από μηδενικά αφού δεν απαιτείται η προσθήκη επιπλέον πληροφορίας πέραν αυτής που περιέχεται στο CA. Το X_k αποτελεί τους συντελεστές προσέγγισης στην επόμενη κλίμακα: αν το CA του Σχήματος 6.5 βρίσκεται στην (αυθαίρετα καθορισμένη) κλίμακα j , το X_k συνιστά τους συντελεστές προσέγγισης (ή τους συντελεστές κλίμακας του μετασχηματισμού) στην κλίμακα $j+1$. Η διαδικασία που περιγράφεται στα Σχήματα 6.5 και 6.6 είναι αντίστοιχη εκείνης που απεικονίζεται στη συστοιχία φίλτρων σύνθεσης δύο ζωνών του Σχήματος 5.9. Το κυματίδιο που χρησιμοποιείται στα δείγματα του Σχήματος 6.6 είναι το *bior5.5*, της οικογένειας των διορθογώνιων (biorthogonal) κυματιδίων.

Οι συντελεστές προσέγγισης και λεπτομερειών πρέπει να είναι ορθογώνιοι μεταξύ τους και κανονικοποιημένοι. Θέτοντας ως g τους συντελεστές του LPF και ως h τους συντελεστές του HPF, η ορθοκανονική βάση ικανοποιείται από τέσσερις συνθήκες: $\langle g, g^* \rangle = 1$, $\langle h, h^* \rangle = 1$, $\langle g, h^* \rangle = 0$ και $\langle h, g^* \rangle = 0$. Το σύμβολο x^* δηλώνει το συζυγή μιγαδικό του x και το $\langle x, y \rangle$ δηλώνει το εσωτερικό γινόμενο των x και y . Οι σχέσεις που δίνουν 1 συνδέονται με την κανονικότητα των φίλτρων, ενώ αυτές που δίνουν 0 με την ορθογωνιότητά τους.

6.1.4. Δέκτης DWT-OFDM

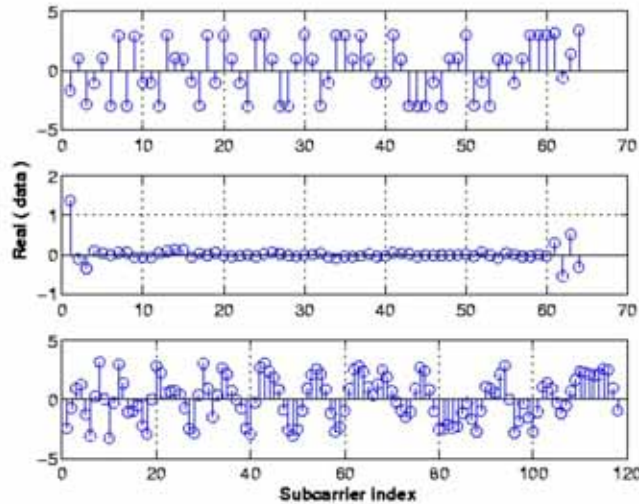
Ο δέκτης υλοποιεί την αντίστροφη διαδικασία για την ανάκτηση των δεδομένων, όπως φαίνεται από το Σχήμα 6.7.



Σχήμα 6.7. Δέκτης DWT-OFDM

Με U_k σημειώνεται το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης. Τα δεδομένα του διέρχονται από δύο φίλτρα, το HPF που αποδίδει τους συντελεστές λεπτομερειών και το LPF που αποδίδει τους συντελεστές προσέγγισης. Το σήμα c_a (συμβολίζεται με μικρά στοιχεία για να διαχωρίζεται από το CA του Σχήματος 6.5) προκύπτει ως έξοδος του LPF και οδηγείται στον MQAM αποδιαμορφωτή για την εξαγωγή των δεδομένων. Για να γίνει αυτό, τα δεδομένα αναστρέφονται πριν μετατραπούν σε παράλληλη αναπαράσταση. Στη συνέχεια, η έξοδος

$U_m(i)$ οδηγείται στον MQAM αποδιαμορφωτή. Ο δείκτης i χαρακτηρίζει το υποκανάλι που χρησιμοποιήθηκε για τη μετάδοση του εκάστοτε συμβόλου. Το U_k περιλαμβάνει επίσης ορισμένα μηδενικά στοιχεία, cd , που αποτελούν το σήμα λεπτομερειών του. Το σήμα αυτό απορρίπτεται στο δέκτη αφού δεν περιλαμβάνει χρήσιμη πληροφορία. Στο Σχήμα 6.8 παρουσιάζονται δείγματα των σημάτων, όπως εμφανίζονται στο δέκτη, σε αντιστοιχία με το Σχήμα 6.6.



Σχήμα 6.8. Δείγματα σήματος λήψης ενός σύστημα DWT-OFDM χρησιμοποιώντας το κυματίδιο bior5.5. Επάνω: δεδομένα ca . Στη μέση: δεδομένα cd . Κάτω: δεδομένα U_k .

Τα φίλτρα πομπού και δέκτη χαρακτηρίζονται από την ιδιότητα της τέλει ανακατασκευής (perfect reconstruction - PR). Η ακολουθία εξόδου προκύπτει από την ακολουθία εισόδου με την παρεμβολή των φίλτρων σύνθεσης και ανάλυσης. Η διαδικασία αυτή δεν πρέπει να αλλιώνει την ακολουθία συμβόλων. Επιτρέπεται να επηρεάζει μόνο το πλάτος της και πιθανότατα να εισάγει κάποια καθυστέρηση. Για να είναι εφικτή η τέλεια ανακατασκευή του σήματος πρέπει τα φίλτρα να χαρακτηρίζονται από συγκεκριμένες ιδιότητες. Αν $H_0(f)$ και $H_1(f)$ είναι οι συναρτήσεις μεταφοράς των HPF πομπού και δέκτη και αντιστοίχως $G_0(f)$ και $G_1(f)$ των LPF, πρέπει να ισχύουν οι σχέσεις

$$H_0(f)G_0(f) + H_1(f)G_1(f) = 1 \quad (6.7)$$

$$H_0(f - F_1)G_0(f) + H_1(f - F_1)G_1(f) = 0 \quad (6.8)$$

Η πρώτη συνθήκη, που περιγράφεται από την (6.7), εξασφαλίζει την τέλεια ανακατασκευή. Η δεύτερη συνθήκη, από την (6.8), εξασφαλίζει τη μη ύπαρξη επικάλυψης (aliasing) των σημάτων. Και οι δύο αυτές συνθήκες πρέπει να ικανοποιούνται ώστε τα φίλτρα πομπού και δέκτη να ανακατασκευάζουν τέλεια το σήμα.

Σε ορισμένες περιπτώσεις μια συστοιχία φίλτρων σχεδόν πλήρους ανακατασκευής αποτελεί ενδιαφέρουσα επιλογή. Η χαλάρωση των συνθηκών των (6.7) και (6.8), επιτρέποντας μικρά σφάλματα στο πλάτος ή στην επικάλυψη, μπορεί να οδηγήσει σε μικρότερες τιμές του φάσματος του σήματος στις επιθυμητές ζώνες φραγής.

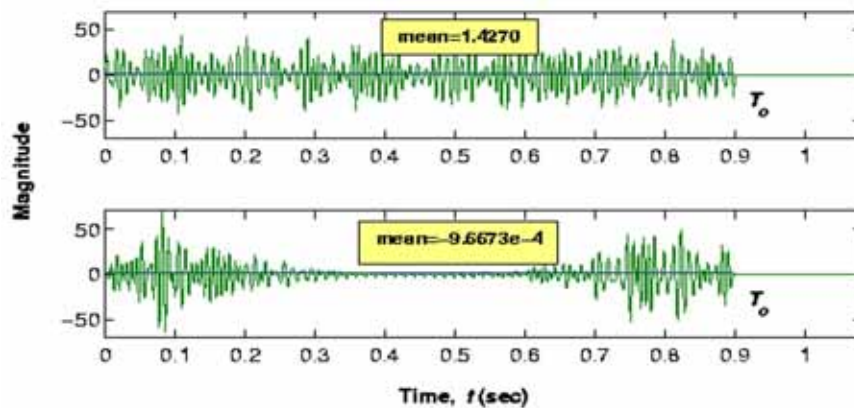
6.2. Διαφορές μεταξύ DFT-OFDM και DWT-OFDM

- Πλήθος συμβόλων εκπομπής

Ας θεωρηθούν δύο συστήματα OFDM, το ένα βασιζόμενο στο DFT και το άλλο βασιζόμενο στο DWT, τα οποία μεταδίδουν τα ίδια δεδομένα. Στην περίπτωση του DWT συστήματος τα δεδομένα που θα αποσταλούν από τον πομπό θα είναι διπλάσια από αυτά που θα αποσταλούν από το σύστημα DFT επειδή ο DWT πομπός χρησιμοποιεί παραγέμισμα με μηδενικά (zero padding). Θεωρητικά, τα μηδενικά αυτά μειώνουν τον ωφέλιμο ρυθμό μετάδοσης στο μισό. Όμως, αυτό δεν συμβαίνει όμως στην πράξη λόγω άλλων ιδιοτήτων της WOFDM (κυκλικό πρόθεμα, πλευρικοί φασματικοί λοβοί) που αναλύονται στη συνέχεια.

- Ισχύς συμβόλων

Τα σύμβολα ενός συστήματος DWT-OFDM έχουν μικρότερο μέσο πλάτος σε σχέση με τα σύμβολα ενός DFT-OFDM συστήματος. Το χαρακτηριστικό αυτό οφείλεται και αυτό στο παραγέμισμα με μηδενικά, το οποίο έχει ως αποτέλεσμα πολλά δείγματα στο χρονικό μέσον του συμβόλου να προκύπτουν μηδενικά. Έτσι, το ίδιο σύμβολο απαιτεί μικρότερη ενέργεια για να μεταδοθεί. Η ιδιότητα αυτή παρουσιάζεται γραφικά στο Σχήμα 6.9.

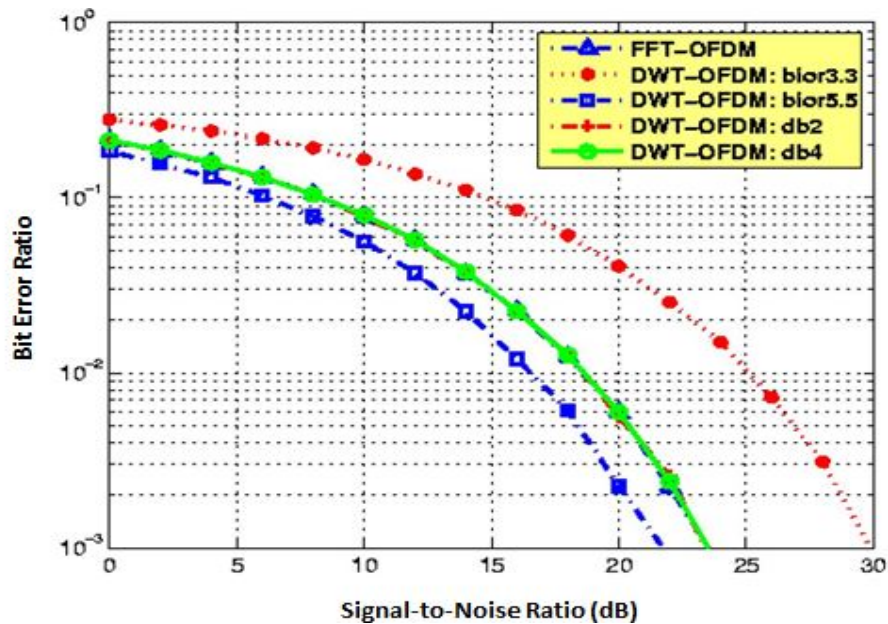


Σχήμα 6.9. Χρονική απεικόνιση ενός OFDM συμβόλου.

Επάνω: DFT-OFDM. Κάτω: DWT-OFDM.

- Σχέση BER-SNR

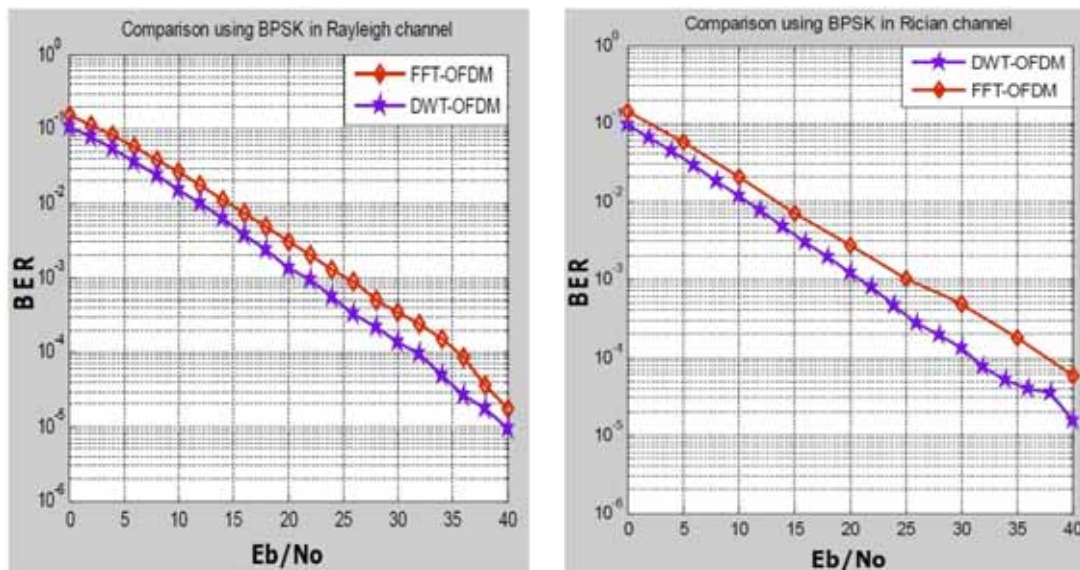
Η σχέση των δύο βασικών μεγεθών, του ποσοστού λανθασμένων ψηφίων (bit error ratio ή BER) και του σηματοθορυβικού λόγου (signal-to-noise ratio ή SNR) διαφοροποιείται δραστικά, αντίστοιχα προς την οικογένεια κυματιδίων που χρησιμοποιείται. Στο Σχήμα 6.10 παρουσιάζονται καμπύλες BER ως συναρτήσεις του SNR για διάφορους τύπους κυματιδίων (οικογένειες Biorthogonal και Daubechies).



Σχήμα 6.10. Επίδοση BER της DWT-OFDM και της FFT-OFDM για διάφορους τύπους κυματιδίων

Από τα κυματίδια που εξετάζονται το bior5.5 παρουσιάζει την καλύτερη επίδοση. Υπερβαίνει την επίδοση της FFT-OFDM και τα συστήματα που χρησιμοποιούν κυματίδια της οικογένειας Daubechies κατά 2 dB για $BER = 10^{-3}$. Επίσης, για το ίδιο BER απαιτεί 8 dB μικρότερη ισχύ εκπομπής σε σχέση με το bior3.3.

Η DWT-OFDM υπερτερεί της FFT-OFDM και στην περίπτωση όπου ο διάυλος είναι Rayleigh ή Rician, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.11.



Σχήμα 6.11. Σύγκριση των επιδόσεων BER των DWT-OFDM και FFT-OFDM. Αριστερά: σε διάυλο Rayleigh. Δεξιά: σε διάυλο Rice.

- *Χρήση Κυκλικού Προθέματος*

Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο, η χρήση του κυκλικού προθέματος είναι απαραίτητη στα συστήματα DFT-OFDM για να διατηρείται η ορθογωνιότητα των υποκαναλιών ώστε να διατηρούνται σε ανεκτά επίπεδα οι δύο τύποι παρεμβολών, ISI και ICI. Αυτό συνεπάγεται σπατάλη φάσματος για την αποστολή πλεοναζόντων δεδομένων. Ένα σύστημα DWT-OFDM, όμως, δεν χρειάζεται την προσθήκη κυκλικού προθέματος για να αντιμετωπίσει τη διασπορά καθυστέρησης του διαύλου και να διατηρήσει την ορθογωνιότητα. Συνεπώς, το φάσμα διατηρείται περισσότερο συνεκτικό σε σχέση με ένα σύστημα OFDM που βασίζεται στο μετασχηματισμό Fourier και επιτυγχάνεται ένας ελαφρώς καλύτερος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων.

- *Φασματική θέση των υποκαναλιών*

Κατά τη μετάδοση DFT-OFDM, ο FFT πραγματοποιεί κατακερματισμό του σήματος σε συγκεκριμένο πλήθος από διαφορετικά υποκανάλια, οριοθετημένα σε καλώς ορισμένα διαστήματα μεταξύ τους. Αντιθέτως, στη WOFDM υπάρχει η δυνατότητα δυναμικής προσαρμογής του πλήθους και τους εύρους ζώνης των υποκαναλιών. Στην περίπτωση κατά την οποία υπάρχει η δυνατότητα χρήσης μεγάλου πλήθους υποκαναλιών, το φάσμα της WOFDM μοιάζει με εκείνο της DFT-OFDM.

- *Πολυπλοκότητα συστήματος*

Ένα σύστημα DWT-OFDM υπερέρχει σε σχέση με ένα σύστημα DFT-OFDM ως προς την πολυπλοκότητα. Ο αλγόριθμος FFT έχει τη γνωστή πολυπλοκότητα $O(N \log_2 N)$ ενώ ο DWT έχει πολυπλοκότητα $O(N)$. Επίσης, στην περίπτωση της FFT-OFDM απαιτούνται υπολογισμοί του FFT σημάτων με πολλά δείγματα (και άρα αυξημένη πολυπλοκότητα) ενώ στη WOFDM απαιτούνται ορισμένα χαμηλής τάξης φίλτρα (2^{ns} τάξης στην περίπτωση όπου χρησιμοποιηθεί το κυματίδιο του Haar).

- *Πλευρικοί φασματικοί λοβοί*

Τα συστήματα DFT-OFDM έχουν σχετικά υψηλούς φασματικούς λοβούς στις ζώνες φραγής λόγω του τετραγωνικού παραθύρου που χρησιμοποιεί ο FFT. Η επικάλυψη των πλευρικών λοβών μπορεί να οδηγήσει στην εμφάνιση ICI και ISI, ιδίως αν για οποιοδήποτε λόγο διαταραχθεί η ορθογωνιότητα των υποκαναλιών. Αντιθέτως, τα συστήματα που χρησιμοποιούν κυματίδια διαθέτουν μεγαλύτερη ευελιξία και μικρότερους πλευρικούς λοβούς λόγω της χρονικής επικάλυψης των συμβόλων και του μεγαλύτερου μήκους τους. Συνεπώς, δεν υποφέρουν τόσο έντονα από τις παρεμβολές που συναντώνται στην OFDM, ICI και παρεμβολή στενής ζώνης (narrowband interference - NBI), οι οποίες στην WOFDM επηρεάζουν λίγα υποκανάλια λόγω της μικρής φασματικής επικάλυψης των υποκαναλιών.

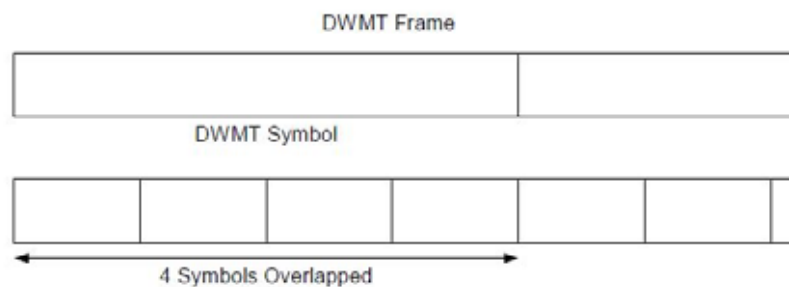
Το ύψος των πλευρικών λοβών στη DFT-OFDM είναι δυνατό να μειωθεί αυξάνοντας το μήκος του κυκλικού προθέματος. Αύξηση του μήκους του CP, όμως, συνεπάγεται σπατάλη φάσματος για την αποστολή συμβόλων που δεν μεταφέρουν χρήσιμη πληροφορία. Έτσι, προκύπτει ένας συμβιβασμός (trade-off) μεταξύ της συγκέντρωσης του φάσματος και του ύψους των πλευρικών λοβών.

- Διάρκεια συμβόλου

Η WOFDM χρειάζεται μεγαλύτερη διάρκεια συμβόλου σε σχέση με την OFDM για να έχει καλύτερη φασματική πυκνότητα ισχύος (power spectrum density ή PSD). Όμως, η μεγαλύτερη διάρκεια συμβόλου μειώνει την απόδοση (throughput) του DWT συστήματος. Προς τούτο, στο DWT τα σύμβολα επικαλύπτονται αξιοποιώντας την ιδιότητα της χρονικής ορθογωνιότητας με αποτέλεσμα να επιτυγχάνεται η ίδια απόδοση όπως κατά την OFDM χωρίς κυκλικό πρόθεμα. Η επικάλυψη όμως υπόκειται σε περιορισμούς αφού μπορεί να γίνει μόνο κατά συγκεκριμένα υποπολλαπλάσια του μήκους του συμβόλου. Στα Σχήματα 6.12 και 6.13 παρουσιάζονται γραφικά τα πλαίσια OFDM και WOFDM συμβόλων.



Σχήμα 6.12. Πλαίσιο OFDM



Σχήμα 6.13. Πλαίσιο WOFDM με παράγοντα επικάλυψης 4

Τα σύμβολα OFDM αποτελούνται από την έξοδο του IFFT με την προσθήκη κυκλικού προθέματος και προαιρετικά με την εφαρμογή χρονικού παραθύρου στο σήμα. Τα σύμβολα WOFDM προκύπτουν από τη συστοιχία φίλτρων που περιγράφηκε όπου πολλά σύμβολα επικαλύπτονται σε συγκεκριμένα χρονικά διαστήματα διατηρώντας την ορθογωνιότητα. Η απόδοση είναι παρόμοια με εκείνη της OFDM αλλά εισάγεται μία επιπλέον ευαισθησία στο συγχρονισμό, υποχρεώνοντας τον ισοσταθμιστή συχνότητας να έχει μεγαλύτερη ακρίβεια. Επίσης, ο DWT απαιτεί μεγαλύτερη μνήμη από τους buffers λόγω του μεγαλύτερου μήκους των φίλτρων και των πλαισίων με επικαλυπτόμενα σύμβολα.

6.3. Σύγκριση των DFT-OFDM και DWT-OFDM στο περιβάλλον διάδοσης PLC

6.3.1. Αδυναμίες της OFDM

Παρόλη την απλότητα και την ευρεία εφαρμογή της, η OFDM εμφανίζει αρκετά μειονεκτήματα που είναι ιδιαίτερος σημαντικά σε περιβάλλον διάδοσης PLC:

- Απαιτεί σημαντικό διάστημα προστασίας (guard interval ή GI) για να εξαλείψει την ISI.

- Χαρακτηρίζεται από πτωχές φασματικές ιδιότητες λόγω της σημαντικής φασματικής επέκτασης των υποκαναλιών σε γειτονικά τους υποκανάλια.
- Έχει μικρή ικανότητα απόρριψης της NBI.
- Έχει μικρή ανοχή στον κρουστικό θόρυβο (impulsive noise).

Αν και τα μειονεκτήματα αυτά είναι υπαρκτά σε κάθε τηλεπικοινωνιακό δίαυλο, αποδεικνύονται πολύ σημαντικά στην περίπτωση των PLC. Συγκεκριμένα:

1. Ο δίαυλος των γραμμών ηλεκτρικής ενέργειας είναι ένα πολύ δυσχερές μέσο διάδοσης που εμποδίζει τις τηλεπικοινωνίες υψηλών ρυθμών μετάδοσης. Συνεπώς, η εισαγωγή διαστήματος φύλαξης προκαλεί επιπλέον μείωση του ήδη χαμηλού ρυθμού μετάδοσης.

2. Επειδή τα καλώδια ηλεκτρικής ισχύος δεν είναι προστατευμένα από την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία, οι PLC μεταδόσεις ενδεχομένως παρεμβάλλουν σε πρωτεύουσες ασύρματες υπηρεσίες στις υψηλές συχνότητες (high frequencies – HF) ή να υφίστανται παρεμβολές από αυτές, δηλαδή να υποφέρουν από radio frequency ingress (RFI). Η μείωση της ηλεκτρομαγνητικής διαρροής είναι συνεπώς σημαντική, ώστε να υπάρχει η δυνατότητα μείωσης της φασματικής πυκνότητας ισχύος εκπομπής σε συγκεκριμένες ζώνες συχνοτήτων. Η PSD ενός OFDM σήματος χαρακτηρίζεται από υψηλούς πλευρικούς λοβούς, γεγονός που προκαλεί αδυναμία απόρριψης γειτονικών ζωνών και μικρή ανοχή σε NBI. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται συχνά με χρήση κατάλληλου παραθύρου στο σήμα (Hamming, Kaiser, κ.ά.), ώστε να μειώνεται το ύψος των πλευρικών λοβών.

3. Ο δίαυλος μετάδοσης των καλωδίων ηλεκτρικής ενέργειας χαρακτηρίζεται τόσο από έγχρωμο θόρυβο όσο και από έντονο κρουστικό θόρυβο. Είναι γνωστό ότι η επίδοση της OFDM είναι καλύτερη σε σχέση με συστήματα ενός φέροντος παρουσία κρουστικού θορύβου όταν η πιθανότητα εμφάνισης μιας αιχμής θορύβου είναι μικρή και η ισχύς της σχετικά μικρή. Εντούτοις, η κατάσταση στις γραμμές ηλεκτρικής ενέργειας διαφέρει αρκετά καθώς ο κρουστικός θόρυβος έχει μάλλον υψηλή πιθανότητα εμφάνισης και σχετικά μεγάλη ισχύ. Ακόμη, στην περίπτωση κρουστικού θορύβου που χαρακτηρίζεται από ανομοιογενή PSD, η μείωση της επίδοσης της OFDM εξαρτάται και από τις φασματικές ιδιότητές της. Λόγω της χρήσης του DFT που χρησιμοποιεί τετραγωνικό παράθυρο, η OFDM χαρακτηρίζεται από υψηλή φασματική επέκταση των υποκαναλιών στα γειτονικά τους και, επομένως, από μικρή ανοχή σε έγχρωμο κρουστικό θόρυβο.

6.3.2. Ανοχή στον κρουστικό θόρυβο

Για αρκετό χρόνο υπήρχε η πεποίθηση ότι η WOFDM ίσως είναι περισσότερο ευαίσθητη στον κρουστικό θόρυβο σε σχέση με την OFDM λόγω της επικάλυψης των συμβόλων που συμβαίνει στην WOFDM. Μία ισχυρή αιχμή κρουστικού θορύβου μπορεί να εξαλείψει $g > 1$ διαδοχικά σύμβολα WOFDM προκαλώντας έτσι περισσότερα λάθη στο δέκτη σε σχέση με την OFDM όπου θα επηρεαζόταν μόνο ένα σύμβολο. Η πεποίθηση αυτή ισχύει για το περιβάλλον του ADSL, στο οποίο τα σύμβολα WOFDM πρέπει να είναι μεγάλα σε μήκος (να περιλαμβάνουν δηλαδή αρκετά σύμβολα) για να αντιμετωπίσουν τη σοβαρή ISI που προκαλείται σε μεγάλου μήκους ζεύξεις. Το περιβάλλον διάδοσης των γραμμών ηλεκτρικής ενέργειας διαφέρει σημαντικά διότι η διασπορά καθυστέρησης είναι πολύ μικρότερη.

Συνεπώς, στην περίπτωση των τηλεπικοινωνιών PLC, όπου τα σύμβολα WOFDM μπορούν να είναι σαφώς μικρότερα σε μήκος και διάρκεια, παρέχεται μεγαλύτερη αξιοπιστία ως προς τον κρουστικό θόρυβο σε σχέση με την ADSL.

6.3.3. Αντιμετώπιση της ISI

Οι WOFDM και OFDM εμφανίζουν παρόμοια συμπεριφορά όσον αφορά τη σχέση BER – E_b/N_0 σε κανάλια AWGN. Σε διαύλους που είναι επιλεκτικοί ως προς τη συχνότητα, όμως, συμπεριφέρονται διαφορετικά όσον αφορά την ISI. Η διάδοση σημάτων σε καλώδια ηλεκτρικής ενέργειας χαρακτηρίζεται από πολλών ειδών προβλήματα. Τέτοιου είδους δίαυλοι προκαλούν μεγάλη ISI λόγω της πολυδιαδρομικής διάδοσης που λαμβάνει χώρα όταν το σήμα φθάνει στο δέκτη ακολουθώντας πολλαπλές διαδρομές. Πρόσθετες διαδρομές μετάδοσης μπορούν επίσης να δημιουργηθούν λόγω των τεχνικών γείωσης. Η πολυδιαδρομική διάδοση οδηγεί σε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα και στην εμφάνιση ISI στο δέκτη.

- ISI στα συστήματα OFDM

Αν χρησιμοποιηθεί διάστημα φύλαξης με διάρκεια μεγαλύτερη από την κρουστική απόκριση του καναλιού, T_m , η ISI εξαλείφεται εντελώς και επιτυγχάνεται πλήρης ισοστάθμιση. Το κόστος της απλής αυτής τεχνικής είναι η μείωση της φασματικής απόδοσης της μετάδοσης ανάλογα με την τιμή της παραμέτρου T_m .

Εναλλακτικά, μπορεί να μειωθεί η απώλεια στην απόδοση της μετάδοσης επιλέγοντας το διάστημα φύλαξης να είναι ίσο με το διπλάσιο ή το τριπλάσιο της ενεργού διασποράς καθυστέρησης του διαύλου. Αυτή η σχεδίαση δεν εξαλείφει πλήρως την ISI αλλά τη διατηρεί σε χαμηλά επίπεδα ενώ ταυτόχρονα μειώνει την απώλεια απόδοσης.

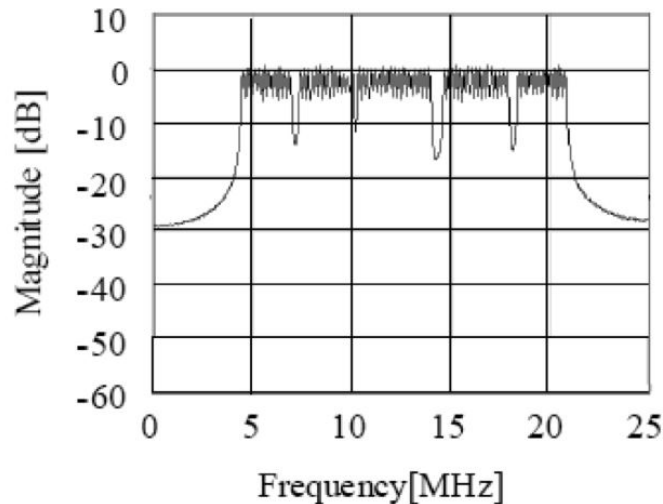
Η αύξηση του πλήθους των υποκαναλιών στο ίδιο εύρος ζώνης, δηλαδή η μείωση της φασματικής απόστασης των υποκαναλιών, αυξάνει τη φασματική απόδοση της μετάδοσης αφού μειώνεται ο λόγος της διάρκειας του GI προς τη διάρκεια συμβόλου T_s . Αυτό, όμως, προκαλεί αυξημένη πολυπλοκότητα αφού το μέγεθος των κυκλωμάτων και μνημών εξαρτάται από το μήκος συμβόλου. Είναι σαφές ότι κατά την OFDM δημιουργείται ένας συμβιβασμός μεταξύ της ISI, της πολυπλοκότητας του συστήματος και της φασματικής απόδοσης.

- ISI στα συστήματα WOFDM

Η WOFDM δεν χρησιμοποιεί GI για να επιτύχει την ισοστάθμιση του διαύλου, οπότε η ανοχή της στην ISI είναι ανάλογη της διάρκειας συμβόλου και, συνεπώς, ανάλογη του αντιστρόφου της φασματικής απόστασης και του βαθμού επικάλυψης που εισάγεται από τις συστοιχίες φίλτρων. Εντούτοις, η αύξηση του παράγοντα επικάλυψης g οδηγεί σε μεγαλύτερη υπολογιστική πολυπλοκότητα οπότε, στην πράξη, αυξάνεται συνήθως το πλήθος των υποφερόντων. Έτσι, κατά την WOFDM είναι δυνατή η αύξηση της ευρωστίας του συστήματος ως προς την ISI μέσω της αύξησης του πλήθους των υποκαναλιών.

6.3.4. Φασματικά χαρακτηριστικά

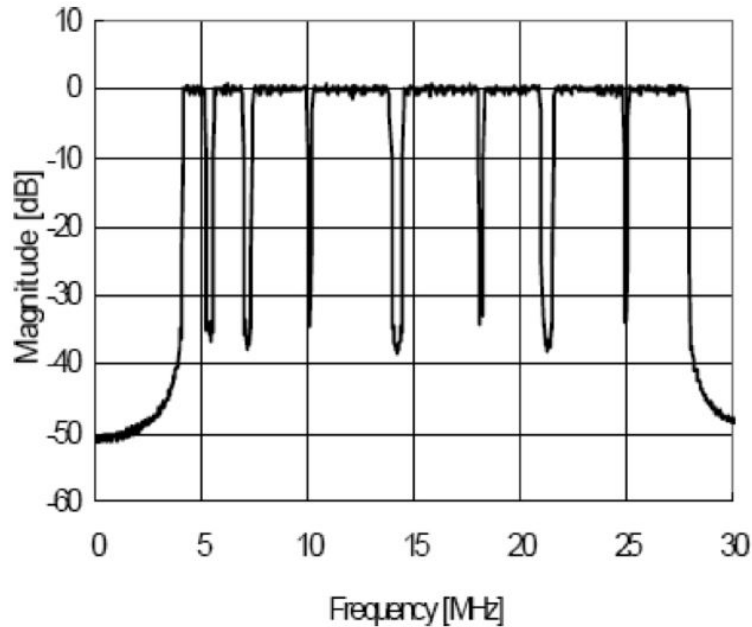
Οι γραμμές μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας μπορούν να προκαλέσουν παρεμβολές σε πρωτεύουσες ασύρματες υπηρεσίες καθώς αλλά και να υποφέρουν από παρεμβολές λόγω των υπηρεσιών αυτών. Επίσης, η μείωση της ηλεκτρομαγνητικής διαρροής είναι πολύ σημαντική στις PLC λόγω των αυστηρών κανόνων που καθορίζουν το φάσμα του σήματος εκπομπής. Στην OFDM η μείωση της διαρροής επιτυγχάνεται καταπιέζοντας υποκανάλια ή χρησιμοποιώντας φίλτρα καταπίεσης στις φασματικές περιοχές που καταλαμβάνονται από πρωτεύοντα ασύρματα συστήματα. Η πρώτη μέθοδος μειώνει την απόδοση της χρήσης του φάσματος ενώ η δεύτερη αυξάνει την κλίμακα του κυκλώματος. Η WOFDM μπορεί να καταπιέσει την PSD σε αυτές τις φασματικές ζώνες που χρησιμοποιούνται από άλλα συστήματα, μειώνοντας την αρκετά ώστε να μη δημιουργεί παρεμβολές. Στο Σχήμα 6.14 φαίνονται τα φασματικά χαρακτηριστικά της κλασικής OFDM τετραγωνικού παραθύρου.



Σχήμα 6.14. PSD της OFDM με 512 υποφέροντα

Όπως προκύπτει από το σχήμα, κατά την OFDM οι πλευρικοί λοβοί βρίσκονται 13 dB περίπου κάτω από τους κύριους. Η σχέση αυτή μπορεί να βελτιωθεί με την εφαρμογή παραθύρου στο σήμα. Η τεχνική αυτή αντικαθιστά το συνηθισμένο τετραγωνικό παράθυρο με άλλο, περισσότερο σύνθετο ώστε να επιτευχθούν καλύτερα φασματικά χαρακτηριστικά. Το παράθυρο εφαρμόζεται σε κάθε σύμβολο OFDM χωριστά με στόχο την ομαλή μετάβαση στο μηδέν στα όρια του συμβόλου. Όμως, η τεχνική αυτή εισάγει περαιτέρω περιορισμούς. Πρώτον, αυξάνει την υπολογιστική πολυπλοκότητα. Δεύτερον, στην περίπτωση των τηλεπικοινωνιών PLC, η εφαρμογή παραθύρου στο σήμα πρέπει να γίνεται και στον πομπό και στο δέκτη. Η εφαρμογή στον πομπό αποσκοπεί στην καταπίεση συγκεκριμένων ζωνών που χρησιμοποιούνται από άλλες υπηρεσίες ενώ στο δέκτη στην ευρωστία του συστήματος όσον αφορά την αντιμετώπιση της NBI. Τρίτον, το παράθυρο μπορεί στην καλύτερη περίπτωση να υποβιβάσει περαιτέρω τους δευτερεύοντες λοβούς από τα -13 dB στα -20 dB κάτω από τους κύριους που σημαίνει ότι απαιτείται η καταπίεση αρκετών υποφερόντων για να επιτευχθούν μεγάλα βυθίσματα. Τέλος, η διαδικασία της εφαρμογής του παραθύρου αυξάνει το μήκος του GI μειώνοντας περαιτέρω τη φασματική απόδοση του συστήματος.

Η WOFDM δεν εμφανίζει τα προαναφερθέντα μειονεκτήματα. Η χρονική επικάλυψη των συμβόλων επιτρέπει περισσότερους βαθμούς ελευθερίας για τη βελτιστοποίηση των φασματικών χαρακτηριστικών της. Στο Σχήμα 6.15 παρουσιάζεται η PSD ενός συστήματος WOFDM με παράγοντα επικάλυψης $g=4$.



Σχήμα 6.15. PSD της WOFDM με 512 υποφέροντα

Το σήμα WOFDM που προκύπτει έχει επιπλέον υποβάθμιση -22 dB στις ζώνες φραγής σε σχέση με την OFDM φθάνοντας συνολικά τα -35 dB. Η μείωση αυτή επιτυγχάνεται με την καταπίεση μόνο δύο γειτονικών υποκαναλιών. Γίνεται εμφανές ότι η WOFDM μπορεί να μειώνει ευκολότερα τα επίπεδα ισχύος εκπομπής στις ζώνες φραγής, έχει καλύτερη ανοχή στη NBI και καλύτερη φασματική απόδοση σε σχέση με την OFDM παραθύρου (windowed OFDM).

Κεφάλαιο 7: Προσομοίωση και Αξιολόγηση Συστήματος NB-PLC στη MT

Στα Κεφάλαια 2, 3 και 6 συζητήθηκαν η συνάρτηση μεταφοράς των γραμμών μεταφοράς πολλών αγωγών, ο θόρυβος στις γραμμές μέσης τάσης και τα χαρακτηριστικά της Wavelet OFDM. Η γνώση αυτή επιτρέπει την προσομοίωση ενός συστήματος NB-PLC που χρησιμοποιεί τη WOFDM ως τεχνική διαμόρφωσης. Η προσομοίωση πραγματοποιείται στο Matlab για διάφορες τιμές των παραμέτρων που χαρακτηρίζουν τη μετάδοση. Σε κάθε περίπτωση το φάσμα του σήματος καταλαμβάνει το εύρος που καθορίζεται από το πρότυπο EN 50065, δηλαδή 3 έως 148.5 kHz. Το προαναφερθέν πρότυπο αφορά τις NB-PLC στη XT, χρησιμοποιείται όμως και στη MT ελλείψει αντίστοιχου προτύπου. Επίσης, το σύστημα που σχεδιάζεται πρέπει να έχει ρυθμό μετάδοσης δεδομένων της τάξης των 100 kbps, που θεωρείται αρκετός για τις υπηρεσίες χαμηλού ρυθμού που εξυπηρετεί η τεχνολογία NB-PLC.

7.1. Παράμετροι συστήματος μετάδοσης NB-PLC

Η σχεδίαση του συγκεκριμένου συστήματος εμπλέκει μεγάλο πλήθος παραμέτρων. Συγκεκριμένα:

- Πλήθος υποκαναλιών, N : Η παράμετρος επηρεάζει σημαντικά τη συμπεριφορά των ορθογώνιων τεχνικών διαμόρφωσης, αφού καθορίζει το πλήθος των επί μέρους ροών στις οποίες θα διαχωριστούν τα δεδομένα.
- Διάρκεια συμβόλου, T_0
- Φασματική απόσταση υποφερόντων, Δf : Για να διατηρείται η ορθογωνιότητα των υποφερόντων το μέγεθος αυτό λαμβάνεται ίσο με το αντίστροφο της διάρκειας συμβόλου (βλ. Κεφάλαιο 4).
- Συχνότητα δειγματοληψίας, F_s : Σύμφωνα με τον κανόνα του Nyquist είναι ίσο με το διπλάσιο εύρος ζώνης του σήματος, δηλαδή $N \cdot \Delta f$.
- Περίοδος δειγματοληψίας, T_s : Είναι ίση με το αντίστροφο της συχνότητας δειγματοληψίας.
- Κεντρική συχνότητα, F_c : Είναι η συχνότητα περί της οποίας βρίσκεται το φάσμα του ζωνοπερατού σήματος.
- Τάξη διαμόρφωσης, M : Περιγράφει το πλήθος των σημείων του αστερισμού της MQAM διαμόρφωσης.
- Αριθμός bits ανά σύμβολο, m : Καθορίζεται από την τάξη της διαμόρφωσης μέσω της σχέσης $m = \log_2 M$.
- Αριθμός συμβόλων, N_s : Καθορίζει το πλήθος των συμβόλων η μετάδοση των οποίων προσομοιώνεται από το σύστημα
- Παράγοντας υπερδειγματοληψίας, $nsamp$: Περιγράφει το πλήθος των δειγμάτων του αναλογικού σήματος που αποτελούν ένα σύμβολο του ψηφιακού σήματος.
- Περίοδος υπερδειγματοληψίας, T_n : Είναι η διάρκεια του δείγματος στο υπερδειγματοληπτημένο σήμα και προκύπτει ως $T_n = T_s / nsamp$.
- Τύπος κυματιδίου, wv_type : Καθορίζει ποιο κυματίδιο θα χρησιμοποιηθεί κατά το μετασχηματισμό κυματιδίων, DWT ή IDWT.

- SNR: Αποτελεί την ανεξάρτητη μεταβλητή για τον υπολογισμό της πιθανότητας λανθασμένου ψηφίου (bit error probability – BEP). Περιγράφει την ισχύ του σήματος προς την ισχύ του θορύβου.
- Μήκος ζεύξης, distance: Περιγράφει την απόσταση στην οποία θα μεταδοθεί το σήμα, δηλαδή το μήκος των καλωδίων MT μεταξύ δύο επαναληπτών.
- Παράγοντας επικάλυψης, g : Αποτελεί τον παράγοντα που αναφέρεται στο Κεφάλαιο 6 και αφορά στη χρονική επικάλυψη των συμβόλων κατά τη WOFDM.

Επίσης, υπάρχουν ορισμένες παράμετροι που επηρεάζουν τη συνάρτηση μεταφοράς της γραμμής MTL και έχουν αναλυθεί στο Κεφάλαιο 2. Οι παράμετροι αυτές είναι:

- Μαγνητική διαπερατότητα αγωγού, μ_w
- Διηλεκτρική επιτρεπτότητα αγωγού, ϵ_w
- Ηλεκτρική αγωγιμότητα αγωγού, σ_w
- Μαγνητική διαπερατότητα εδάφους, μ_g
- Διηλεκτρική επιτρεπτότητα εδάφους, ϵ_g
- Ηλεκτρική αγωγιμότητα εδάφους, σ_g
- Ύψος των αγωγών σε σχέση με το έδαφος, height
- Ακτίνα των αγωγών, radius
- Απόσταση μεταξύ των αγωγών, dbc (distance between conductors)
- Πλήθος αγωγών, N_c

Το σύστημα που σχεδιάζεται περιλαμβάνει μία γραμμή MTL τριών αγωγών τοποθετημένων στο ίδιο ύψος σε σχέση με το έδαφος και σε ίσες αποστάσεις ανάμεσά τους. Ο κώδικας, όμως, μπορεί να τροποποιηθεί για να περιγράφει μία γραμμή MTL με το μεσαίο αγωγό σε μεγαλύτερο ή μικρότερο ύψος σε σχέση με τους άλλους δύο, μία τοπολογία που είναι αρκετά συχνή στα δίκτυα MT. Αυτό γίνεται θέτοντας διαφορετική τιμή για το ύψος κάθε αγωγού και για τις αποστάσεις μεταξύ των αγωγών χωριστά για κάθε ζεύγος.

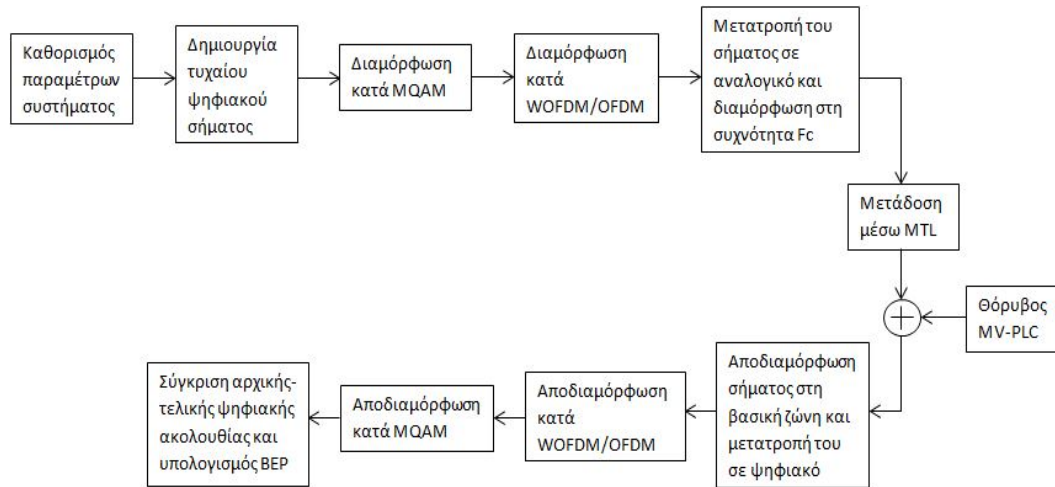
7.2 Προσομοίωση συστήματος μετάδοσης NB-PLC

Η προσομοίωση του υπό εξέταση συστήματος περιλαμβάνει τα εξής βήματα:

- Καθορισμό των τιμών των παραμέτρων που περιγράφονται στην Παράγραφο 7.1.
- Δημιουργία τυχαίας ακολουθίας από 0 και 1, δηλαδή ενός τυχαίου ψηφιακού σήματος και διαμόρφωση των συμβόλων κατά MQAM.
- Διαμόρφωσή του σήματος με την τεχνική της WOFDM, όπως περιγράφεται στο Κεφάλαιο 6, ή την τεχνική της OFDM, όπως περιγράφεται στο Κεφάλαιο 4.
- Μετατροπή του σήματος από ψηφιακό σε αναλογικό και στη συνέχεια από βαθυπερατό σε ζωνοπερατό στον πομπό.
- Μετάδοση του σήματος μέσω του διαύλου μετάδοσης που είναι η γραμμή MTL, της οποίας η συνάρτηση μεταφοράς υπολογίζεται βάσει του Κεφαλαίου 2.
- Υπέρθωση θορύβου, τα χαρακτηριστικά του οποίου περιγράφονται στο Κεφάλαιο 3.
- Μετατροπή του σήματος από ζωνοπερατό σε βαθυπερατό και στη συνέχεια από αναλογικό σε ψηφιακό στο δέκτη.
- Αποδιαμόρφωση το σήματος σύμφωνα με τις αρχές της WOFDM/OFDM.

- Σύγκριση της αρχικής ακολουθίας στον πομπό με εκείνη που αναγνωρίζει τελικά ο δέκτης και υπολογισμός του ποσοστού λαθών.

Τα βήματα αυτά απεικονίζονται στο block διάγραμμα του Σχήματος 7.1.



Σχήμα 7.1. Block διάγραμμα για την προσομοίωση συστήματος OFDM/WOFDM στο περιβάλλον των επικοινωνιών MV-PLC

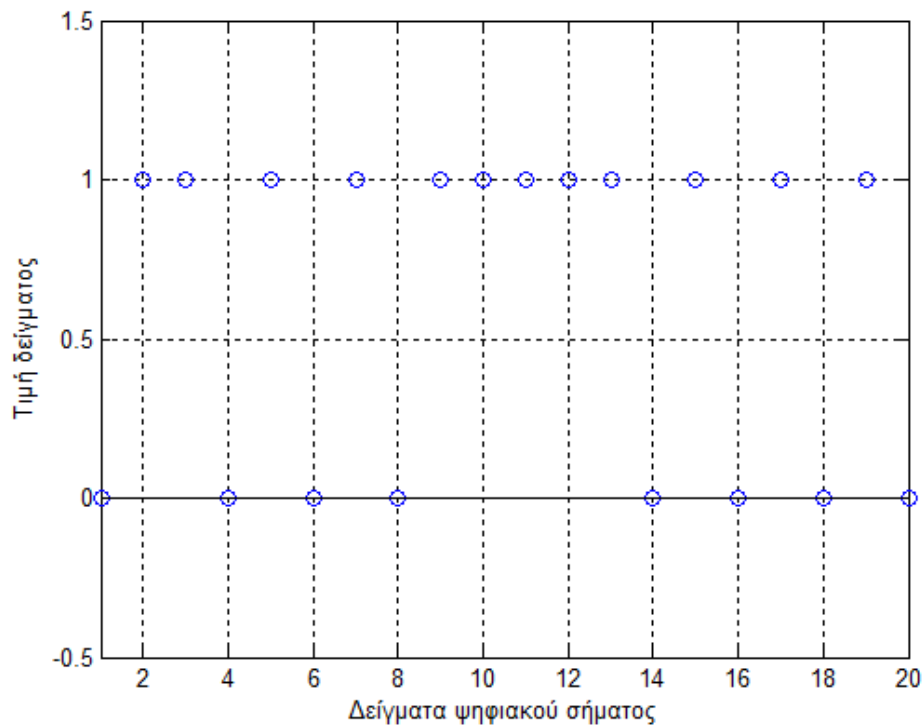
Στη συνέχεια, περιγράφεται αναλυτικά η διαδικασία για την προσομοίωση του συστήματος WOFDM, δηλαδή η επεξεργασία που δέχεται ένα ψηφιακό σήμα από τον πομπό μέχρι την αναγνώρισή του στο δέκτη, όπως διενεργήθηκε στα πλαίσια της παρούσας εργασίας.

7.2.1. Καθορισμός των παραμέτρων

- $N=119$: Είναι ο μέγιστος αριθμός υποκαναλιών που μπορεί να υποστηρίξει το σύστημα στο εύρος συχνοτήτων 3 έως 148.5 kHz.
- $T_0=8.192 \cdot 10^{-4}$ s: Είναι μία τιμή που συναντάται στη βιβλιογραφία και σε πρακτικές εφαρμογές.
- $F_c=72.75$ kHz: είναι η μεσαία συχνότητα στο εύρος 3-148.5 kHz.
- $M=4$: Είναι μία τάξη διαμόρφωσης που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές χαμηλού ρυθμού μετάδοσης.
- $N_s=400$: Το πλήθος πρέπει να είναι αρκετό ώστε το πείραμα να είναι απαλλαγμένο από στατιστικά λάθη. Όμως, πολύ μεγάλες τιμές δημιουργούν ζητήματα στην ταχύτητα υπολογισμών της προσομοίωσης. Η τιμή 400 αποτελεί καλή προσέγγιση για τη συγκεκριμένη παράμετρο αφού οδηγεί σε παρόμοια αποτελέσματα με μεγαλύτερες τιμές. Η σύγκλιση αυτή απεικονίζεται στο Σχήμα 7.26.
- $nsamp=16$: Μεγαλύτερες τιμές του $nsamp$ οδηγούν σε καλύτερης ποιότητας αναλογικό σήμα και, ως εκ τούτου, σε λιγότερα λάθη στο δέκτη. Όπως και για το N_s , όμως, αύξηση του $nsamp$ σημαίνει σημαντική αύξηση του κόστους υπολογισμού. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.27, για την τιμή 16 προκύπτουν αποδεκτά αποτελέσματα για την πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου και, συνεπώς, επιλέγεται για την προσομοίωση του συστήματος.

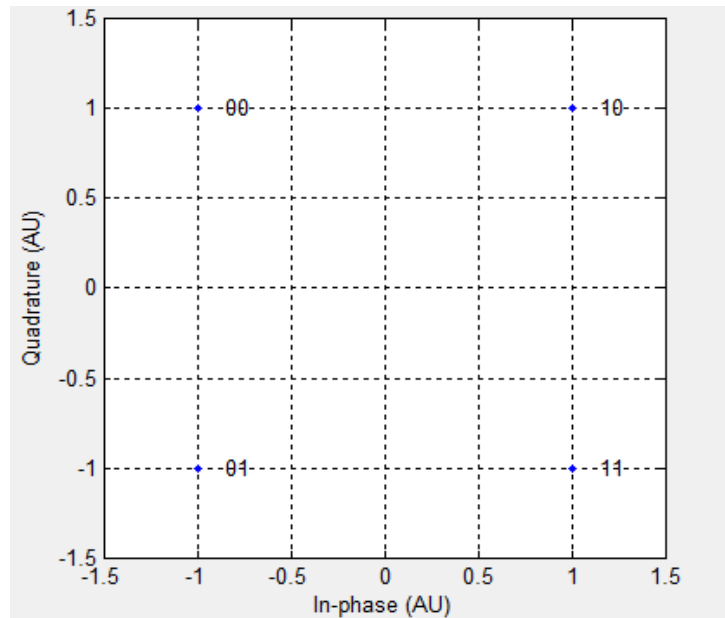
- $w_n_type=db1$: Επιλέγεται το συγκεκριμένο κυματίδιο της οικογένειας των κυματιδίων Daubechies αφού -όπως θα παρουσιαστεί στη συνέχεια- παρουσιάζει την καλύτερη συμπεριφορά παρουσία θορύβου. Ταυτίζεται με το κυματίδιο του Haar, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 5.3.b.
- $SNR=15$ dB: Πρόκειται για μία φυσιολογική τιμή σε ένα όχι ιδιαίτερα δυσμενές περιβάλλον διάδοσης.
- $distance=600$ m
- $g=4$: Είναι τιμή που προτείνεται στη βιβλιογραφία.
- $\mu_w=\mu_0$
- $\epsilon_w=2.3e3*\epsilon_0$
- $\sigma_w=3.8e7$ S/m
- $\mu_g=\mu_0$
- $\epsilon_g=13*\epsilon_0$
- $\sigma_g=5e-3$ S/m
- $height=10$ m
- $radius=0.002$ m
- $dbc=0.7$ m
- $N_c=3$

7.2.2. Παραγωγή τυχαίας ακολουθίας και διαμόρφωση κατά MQAM



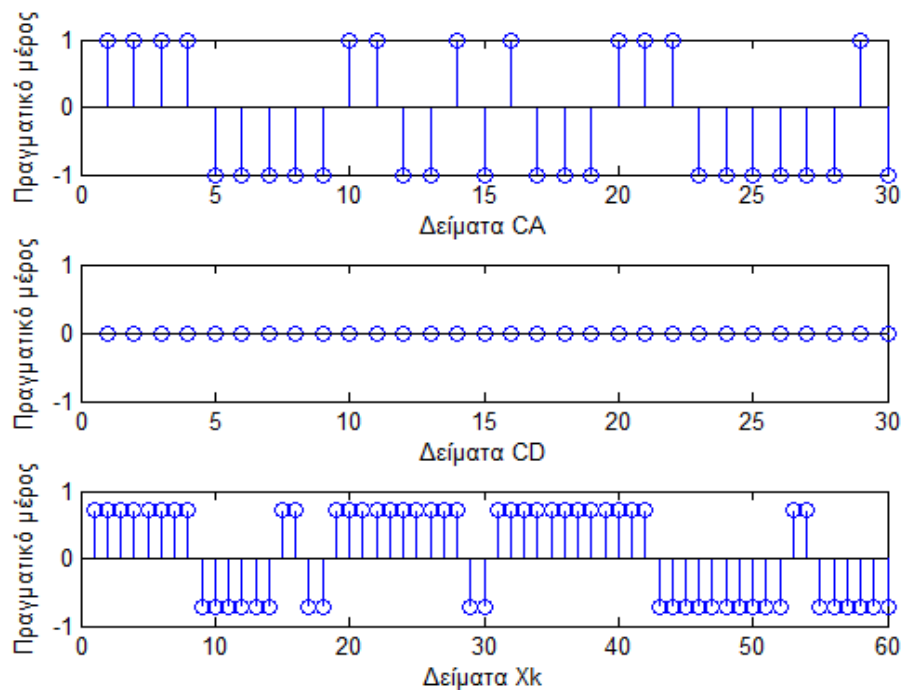
Σχήμα 7.2. Τα πρώτα 20 δείγματα του τυχαίου ψηφιακού σήματος

Στο Σχήμα 7.2 απεικονίζονται τα πρώτα είκοσι δείγματα της τυχαίας ψηφιακής ακολουθίας που θα χρησιμοποιηθεί κατά την προσομοίωση του συστήματος. Στο Σχήμα 7.3 παρουσιάζεται το διάγραμμα αστερισμού της 4-QAM για την αντιστοίχιση των διψηφίων (dibits) σε σύμβολα MQAM.



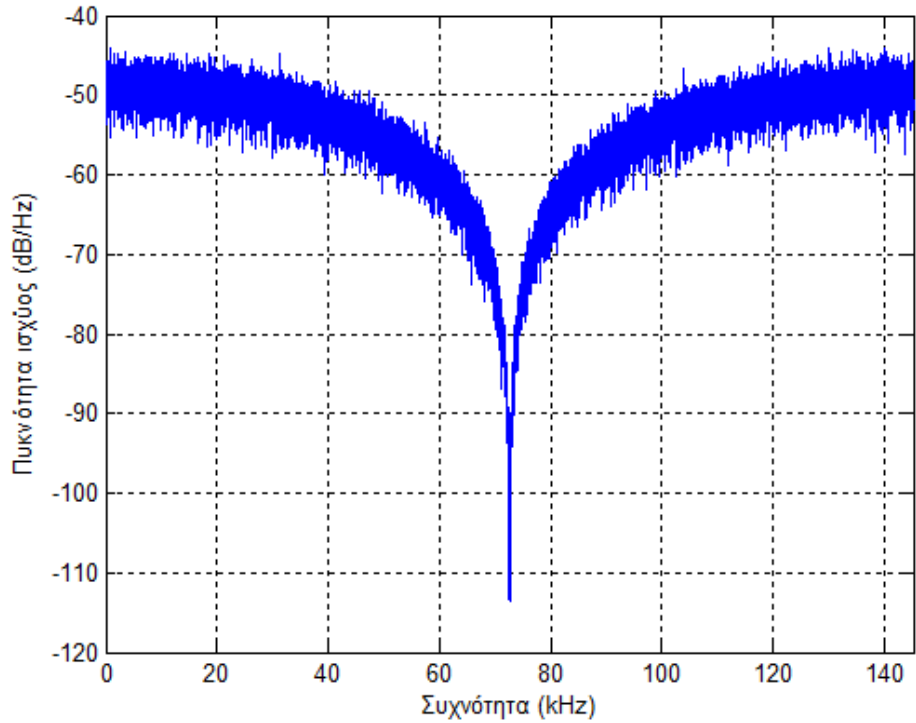
Σχήμα 7.3. Διάγραμμα αστερισμού 4-QAM με κωδικοποίηση Gray

7.2.3. Διαμόρφωση κατά WOFDM



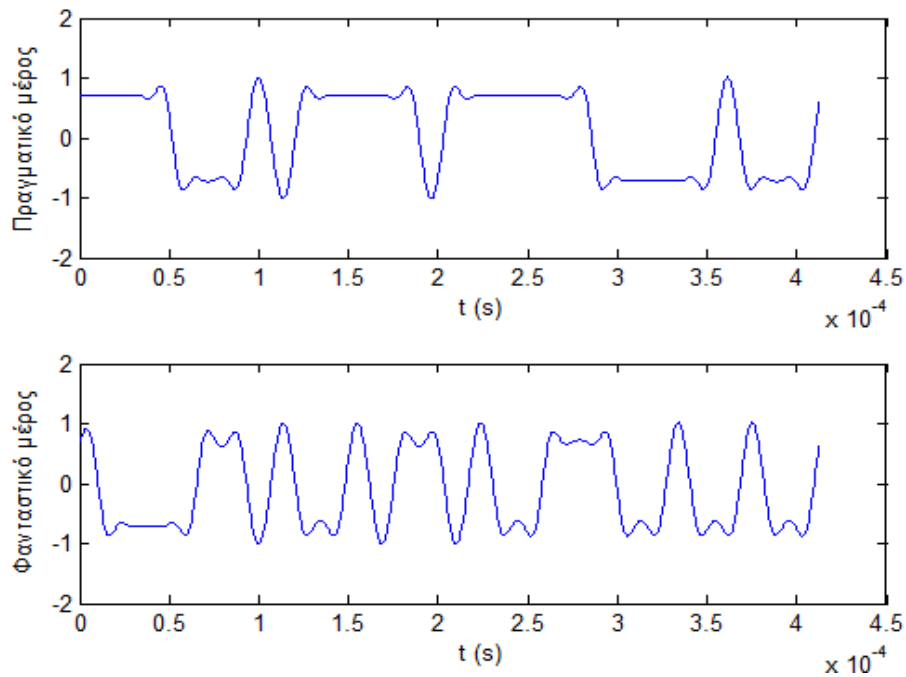
Σχήμα 7.4. Δείγματα σημάτων εισόδου και εξόδου του IDWT block.
Επάνω: Δείγματα του CA. Στη μέση: Δείγματα του CD. Κάτω: Δείγματα του Xk.

Στο Σχήμα 7.4 απεικονίζονται τα σήματα που αποτελούν τις εισόδους και την έξοδο του αντιστροφου μετασχηματισμού κυματιδίων που πραγματοποιείται στον πομπόν, αντίστοιχα με το Σχήμα 6.6. Το CA (approximation coefficients) είναι η ακολουθία συμβόλων που έχουν διαμορφωθεί κατά MQAM. Το CD (detail coefficients) είναι μία μηδενική ακολουθία ίδιου μήκους με το CA για τους λόγους που αναφέρονται στην παράγραφο 6.1.3. Το X_k είναι η έξοδος του αντιστροφου μετασχηματισμού κυματιδίων με το κυματίδιο που χρησιμοποιήθηκε να είναι το db1. Στο Σχήμα 7.5 παρουσιάζεται το φάσμα του X_k .



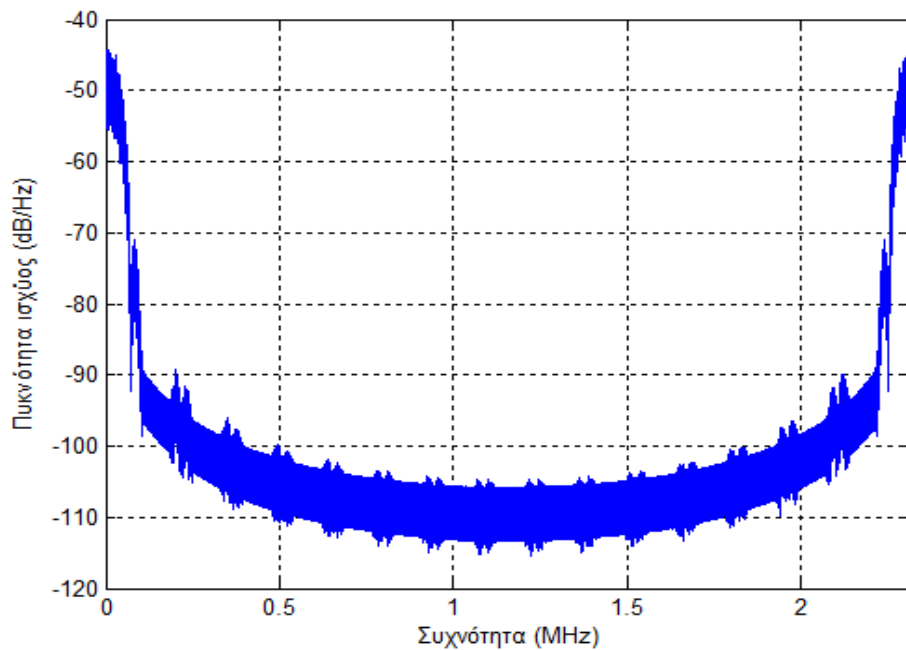
Σχήμα 7.5. Το φάσμα του ψηφιακού σήματος WOFDM

7.2.4. Μετατροπή του σήματος από ψηφιακό σε ζωνοπερατό αναλογικό

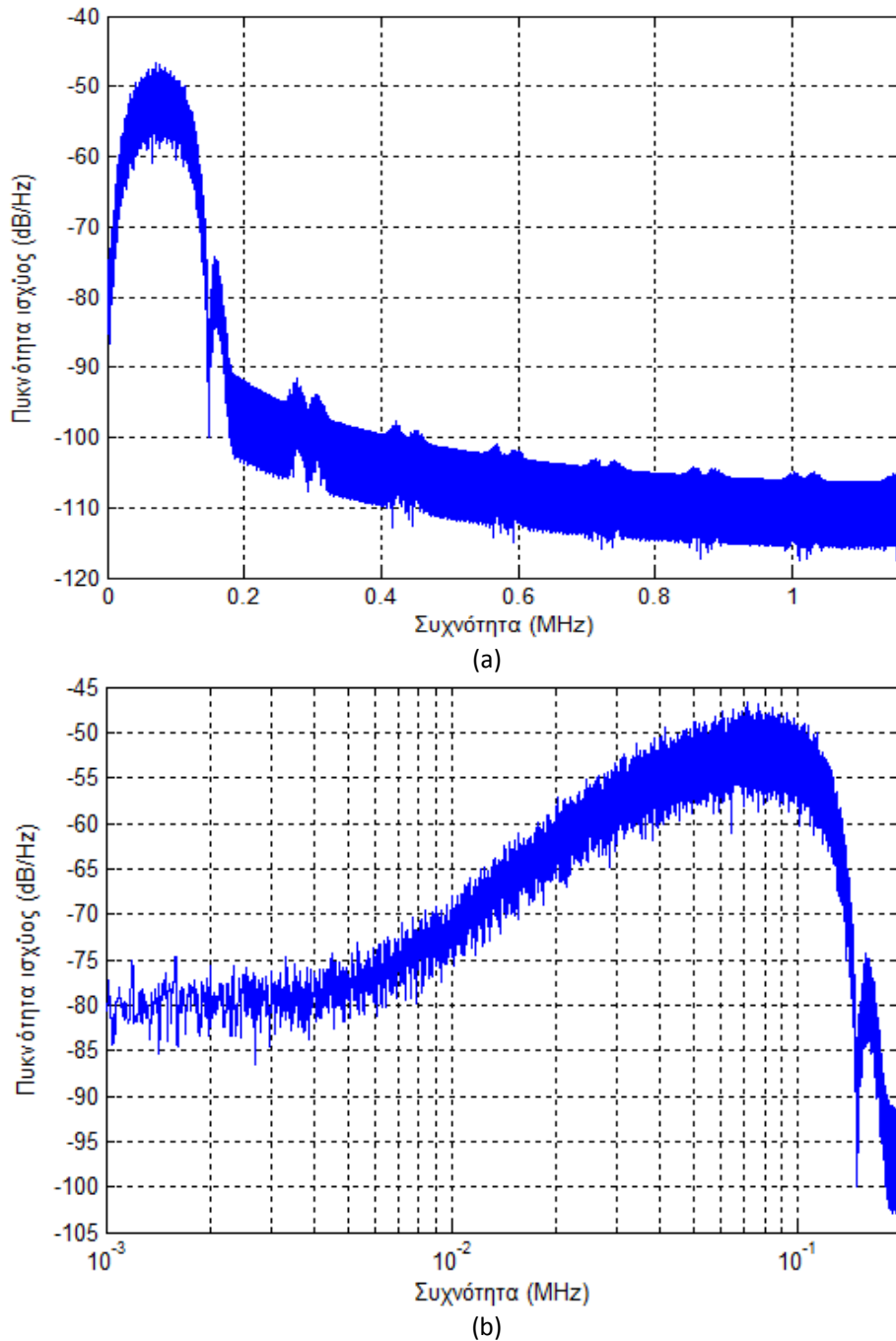


Σχήμα 7.6. Δείγματα αναλογικού σήματος WOFDM βασικής ζώνης.

Στο Σχήμα 7.6 απεικονίζεται το αναλογικό σήμα που δημιουργείται από τα πρώτα 60 ψηφία της διαμορφωμένης κατά WOFDM ακολουθίας. Λόγω της υπερδειγμάτισης στον πομπό, τα ψηφία αυτά αντιστοιχούν σε $60 \cdot 16$ δείγματα του αναλογικού σήματος, αφού $n_{\text{samp}}=16$. Στο Σχήμα 7.7 απεικονίζεται το φάσμα του αναλογικού σήματος στη βασική ζώνη, δηλαδή πριν τη διαμόρφωσή του στην κεντρική συχνότητα.



Σχήμα 7.7. Φάσμα αναλογικού σήματος WOFDM βασικής ζώνης



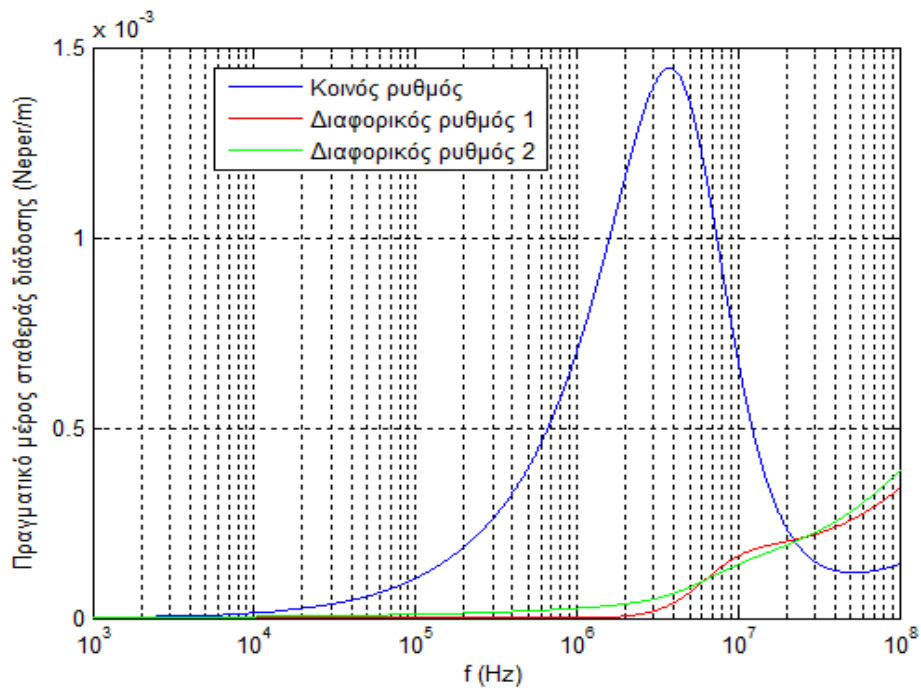
Σχήμα 7.8. Φάσμα ζωνοπερατού σήματος WOFDM κατά την εκπομπή.

(a): Σε γραμμική κλίμακα συχνοτήτων.

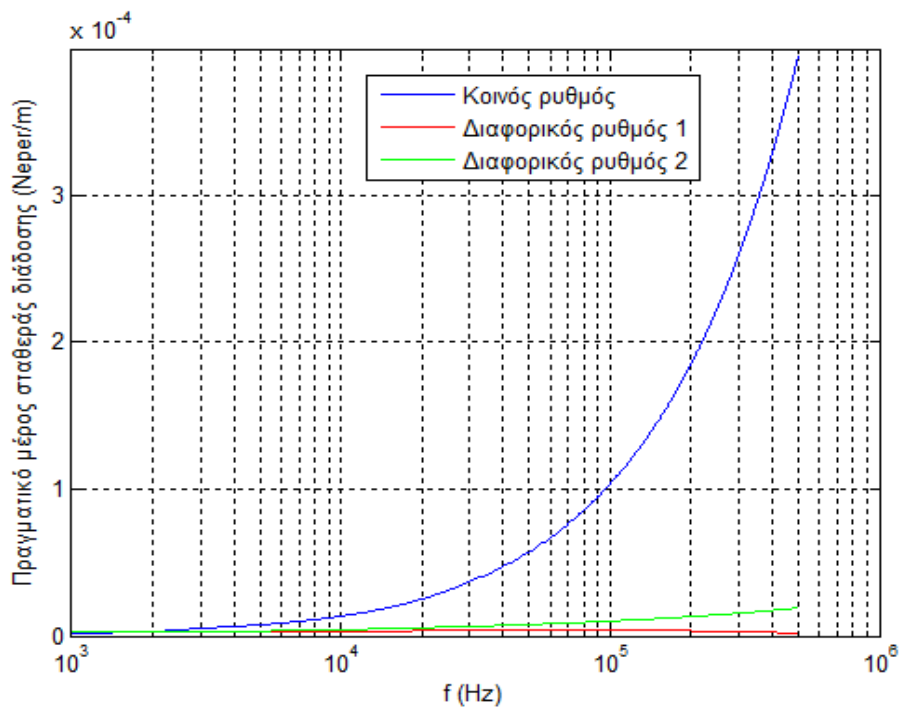
(b): Σε λογαριθμική κλίμακα συχνοτήτων.

Στα Σχήματα 7.8.(a) και 7.8.(b) απεικονίζεται το φάσμα του σήματος που εγχέεται τελικά στη γραμμή ΜΤ. Στο πρώτο σχήμα η κλίμακα της συχνότητας είναι γραμμική, ενώ στο δεύτερο είναι λογαριθμική για να φανούν ευκρινέστερα οι συνιστώσες χαμηλής συχνότητας του σήματος.

7.2.5. Συνάρτηση μεταφοράς γραμμής MTL



(a)

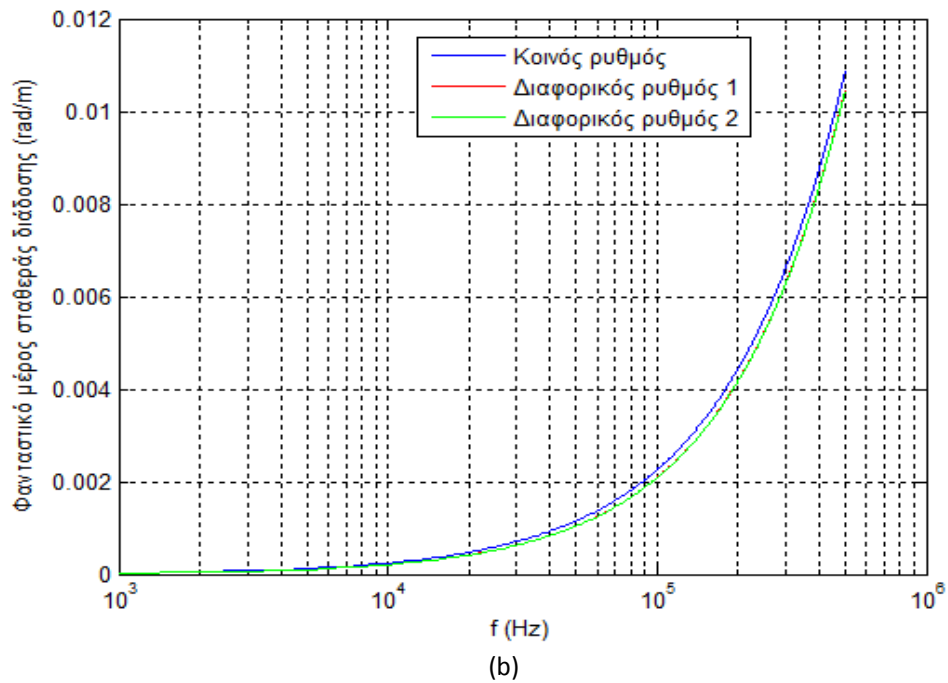
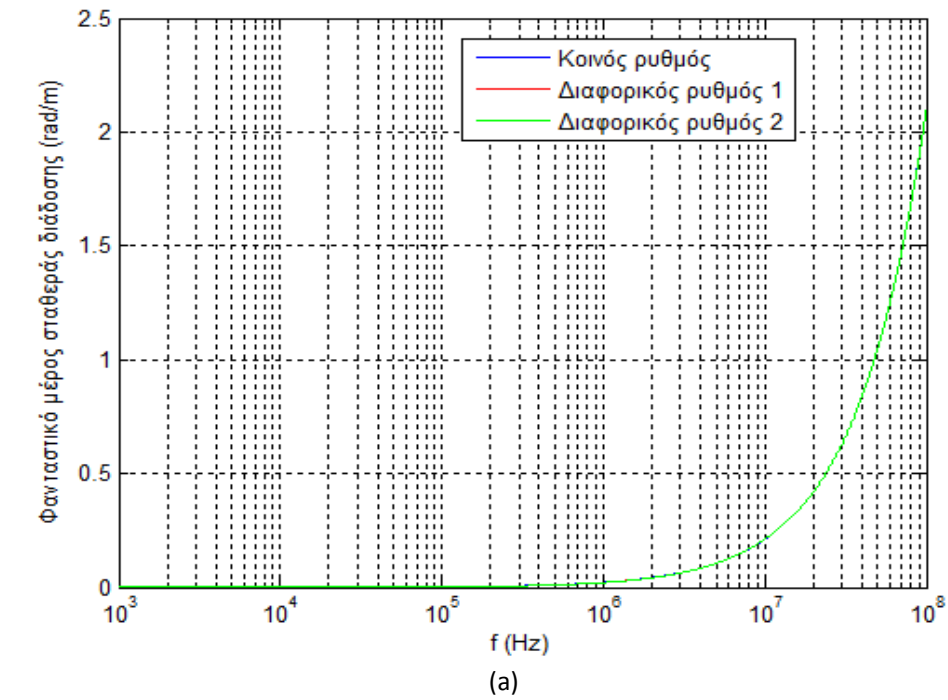


(b)

Σχήμα 7.9. Το πραγματικό μέρος της σταθεράς διάδοσης των τριών ρυθμών.

(a): Σε όλο το φάσμα της τεχνολογίας PLC.

(b): Στο φάσμα της τεχνολογίας NB-PLC.

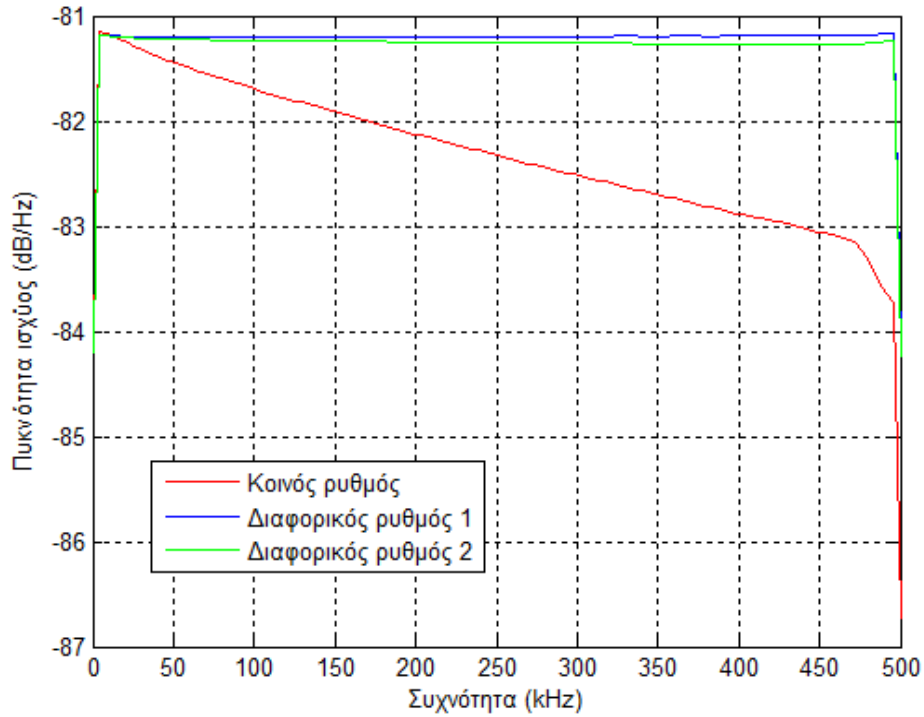


Σχήμα 7.10. Το φανταστικό μέρος της σταθεράς διάδοσης των τριών ρυθμών.

(a): Σε όλο το φάσμα της τεχνολογίας PLC.

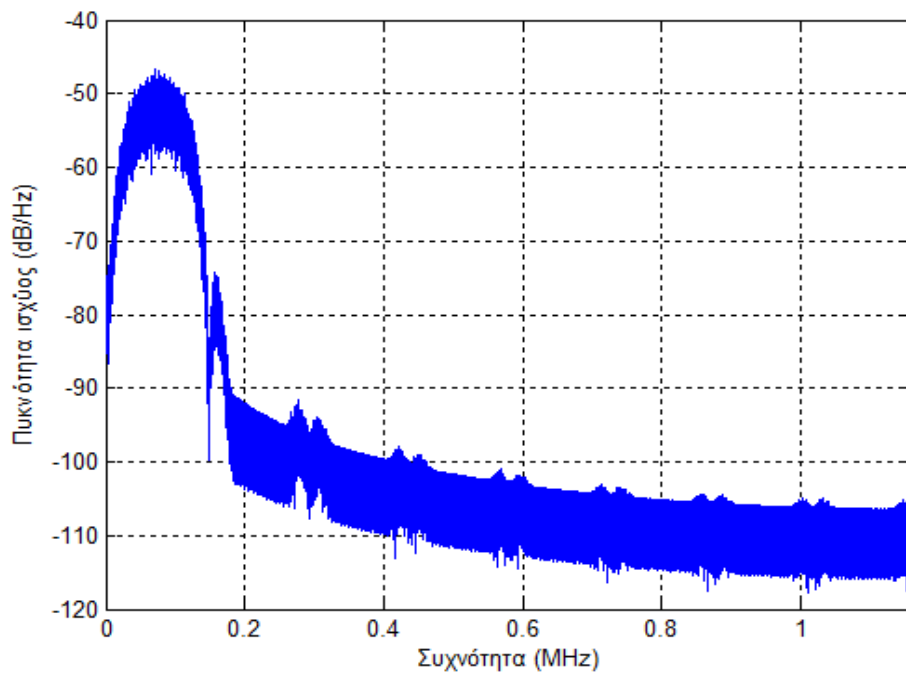
(b): Στο φάσμα της τεχνολογίας NB-PLC.

Στα Σχήματα 7.9 και 7.10 απεικονίζονται το πραγματικό και το φανταστικό μέρος, αντιστοίχως, των σταθερών διάδοσης των τριών ρυθμών που υποστηρίζει η γραμμή MTL τριών αγωγών. Το Σχήμα 7.9.(a) αντιστοιχεί στο Σχήμα 2.5.(a) και το Σχήμα 7.10.(a) αντιστοιχεί στο Σχήμα 2.5.(b).

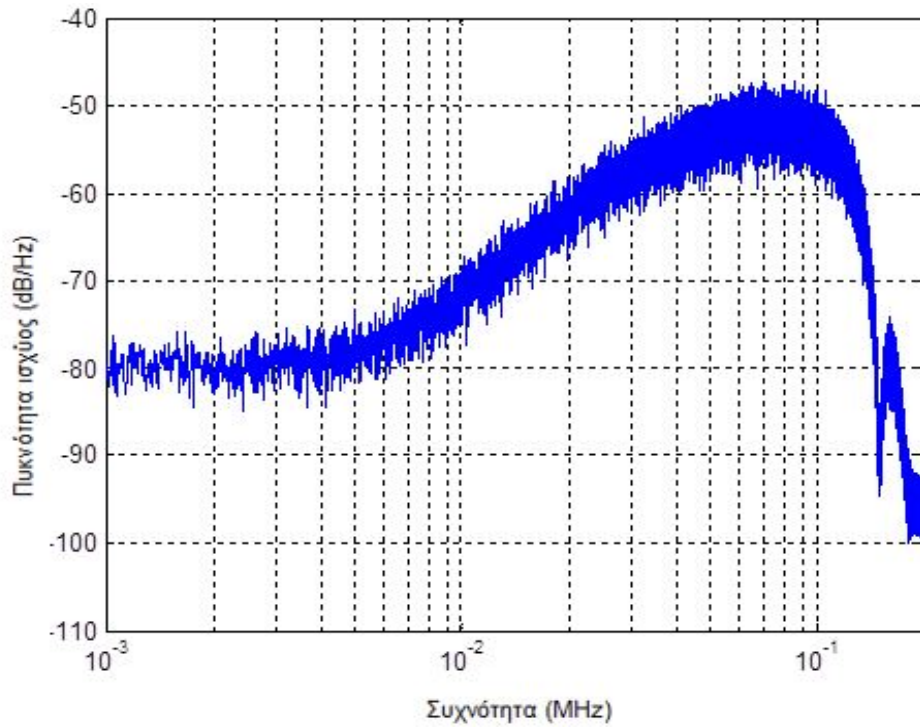


Σχήμα 7.11. Συνάρτηση μεταφοράς γραμμής MTL τριών αγωγών.

Στο Σχήμα 7.11 απεικονίζεται η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου MTL. Γίνεται εμφανές ότι ο κοινός ρυθμός εξασθενεί ταχύτερα ως προς τη συχνότητα σε σχέση με τους διαφορικούς και μάλιστα με συμπεριφορά επιλεκτική ως προς τη συχνότητα. Στο Σχήμα 7.12 παρουσιάζεται το φάσμα του ζωνοπερατού σήματος WOFDM μετά τη διέλευση μέσω του διαύλου MTL. Σε σχέση με το Σχήμα 7.8 δεν παρατηρούνται σημαντικές διαφορές.



(a)



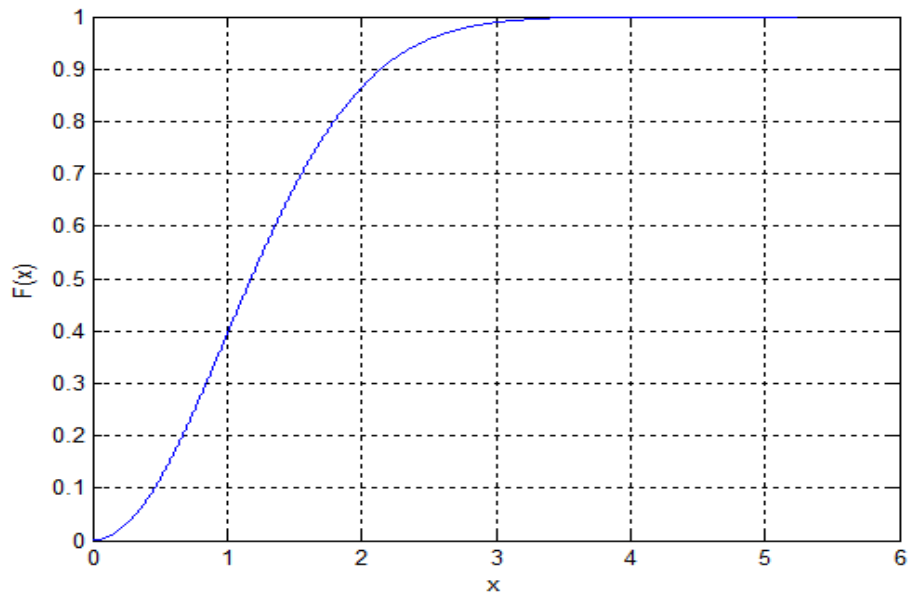
(b)

Σχήμα 7.12. Φάσμα ζωνοπερατού σήματος μετά την επίδραση του διαύλου.

(a): Σε γραμμική κλίμακα συχνοτήτων.

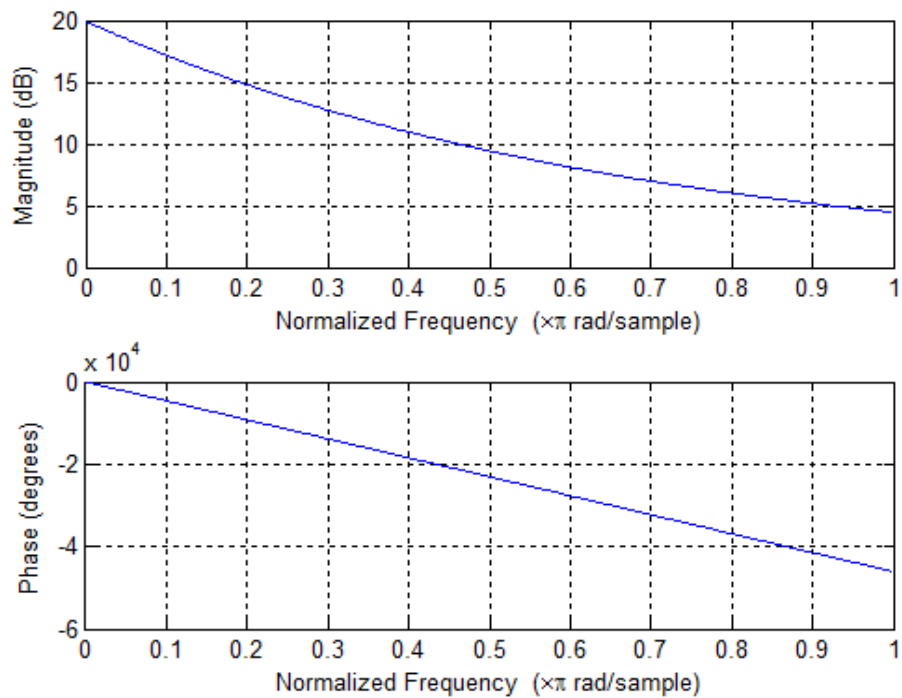
(b): Σε λογαριθμική κλίμακα συχνοτήτων.

7.2.6. Υπέρθεση θορύβου στο σήμα

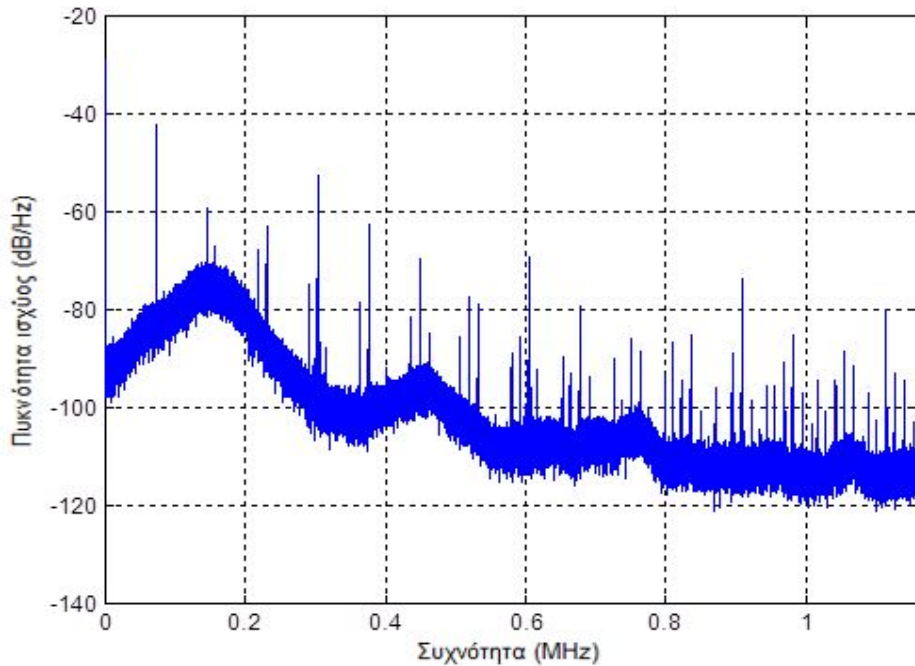


Σχήμα 7.13. CPD της ισχύος του προστιθέμενου θορύβου.

Στο Σχήμα 7.13 απεικονίζεται η κατανομή της αθροιστικής πυκνότητας πιθανότητας (CPD) του θορύβου. Τα δείγματα του θορύβου λαμβάνονται από την κατανομή Nakagami με παραμέτρους $m=1$ και $\omega=2$, οι οποίες αποτελούν συνηθισμένες τιμές για τις παραμέτρους αυτές. Το σχήμα αυτό αντιπαραβάλλεται στο Σχήμα 3.4 που προέκυψε από πειραματικά δεδομένα. Σε αυτή τη μορφή του ο θόρυβος είναι λευκός, δηλαδή έχει σχεδόν σταθερή πυκνότητα ισχύος σε όλο το φάσμα του. Ο θόρυβος στις NB-PLC, όμως, έχει φασματική πυκνότητα ισχύος που φθίνει εκθετικά, όπως περιγράφεται στην παράγραφο 3.5. Για το σκοπό αυτό σχεδιάζεται ένα φίλτρο που θα προσδώσει στο θόρυβο το χαρακτηριστικό αυτό. Το φίλτρο αυτό παρουσιάζεται στο Σχήμα 7.14.

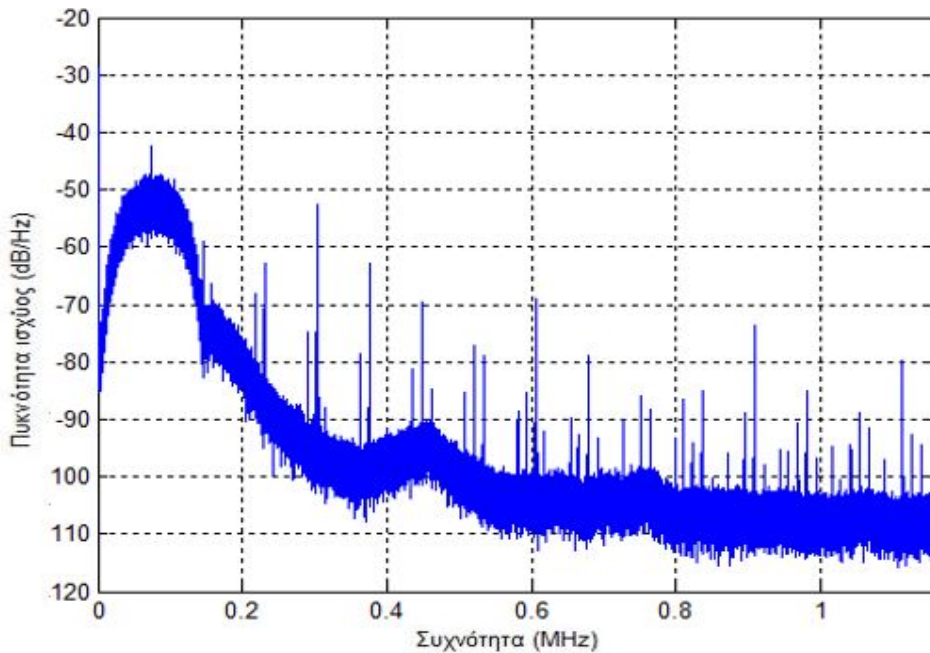


Σχήμα 7.14. Φίλτρο που προσδίδει εκθετικά φθίνουσα μέση τιμή της πυκνότητας ισχύος στο θόρυβο.

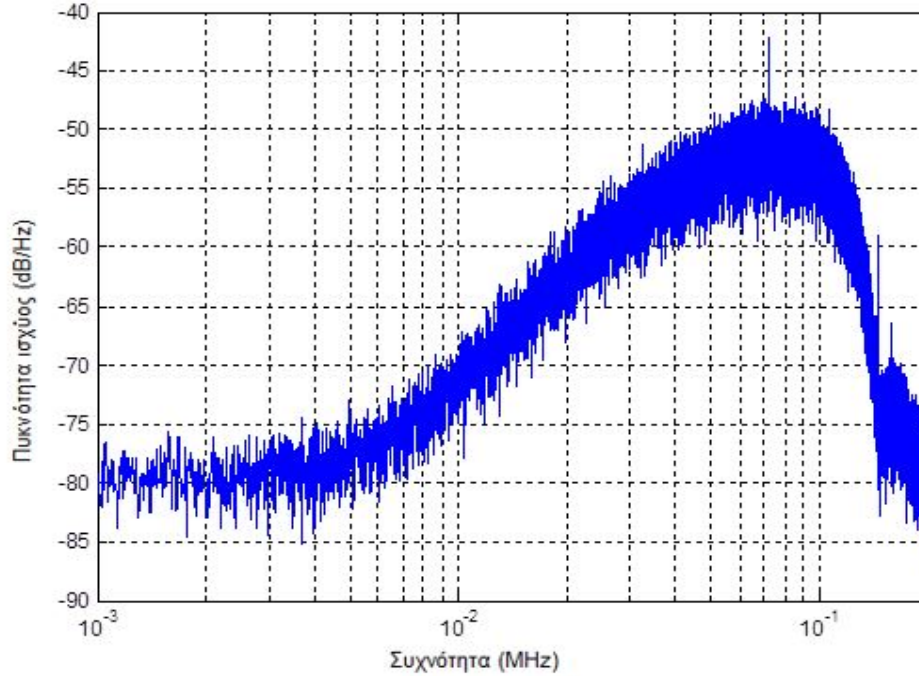


Σχήμα 7.15. Φάσμα θορύβου μετά τη μορφοποίηση στο πεδίο της συχνότητας.

Στο Σχήμα 7.15 απεικονίζεται το φάσμα του θορύβου που προστίθεται στο σήμα. Πρόκειται για θόρυβο η ισχύς του οποίου ακολουθεί την κατανομή Nakagami και έχει μορφοποιηθεί ώστε να έχει εκθετικά φθίνουσα μέση τιμή. Στο Σχήμα 7.16 παρουσιάζεται το σήμα λήψης στο οποίο έχει προστεθεί ο ανωτέρω θόρυβος. Από τη σύγκριση των Σχημάτων 7.12 και 7.16 δεν προκύπτουν σημαντικές διαφορές στο εύρος συχνοτήτων 3-148.5 kHz που καταλαμβάνει ο κύριος λοβός. Ο δευτερεύων λοβός, όμως, που βρίσκεται σε συχνότητα μεγαλύτερη από 148.5 kHz δεν είναι πλέον αναγνωρίσιμος λόγω της υπέρθεσης του θορύβου.



(a)



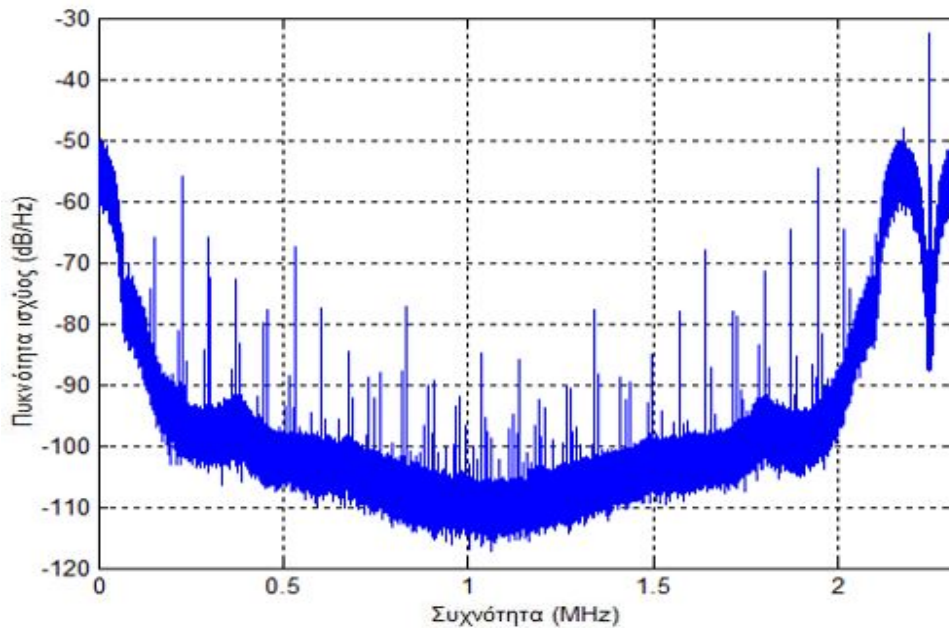
(b)

Σχήμα 7.16. Φάσμα ζωνοπερατού σήματος μετά την προσθήκη θορύβου.

(a): Σε γραμμική κλίμακα συχνοτήτων.

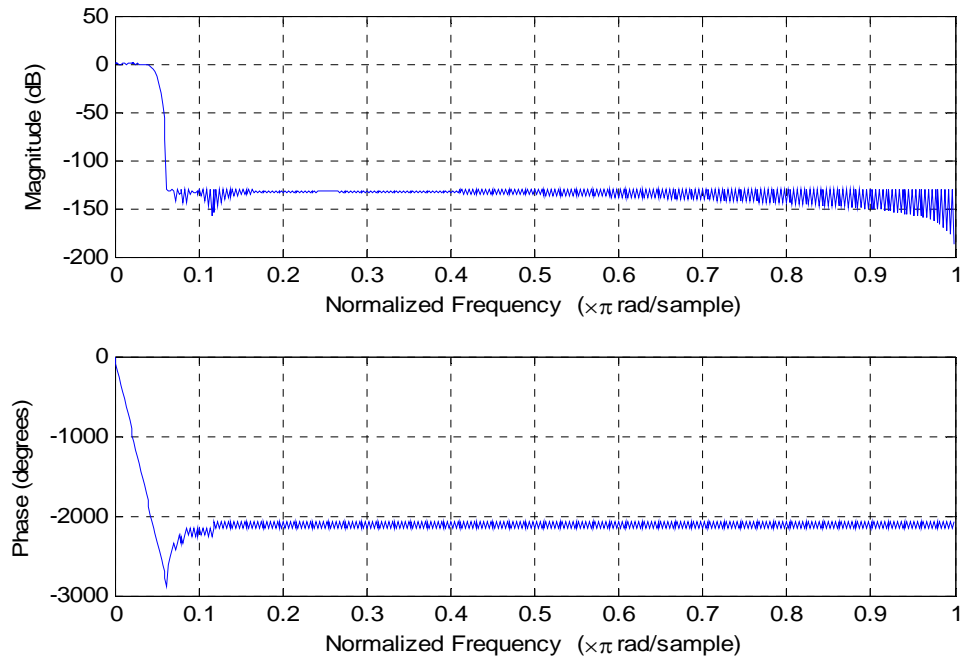
(b): Σε λογαριθμική κλίμακα συχνοτήτων.

7.2.7. Μετατροπή του σήματος από ζωνοπερατό αναλογικό σε ψηφιακό

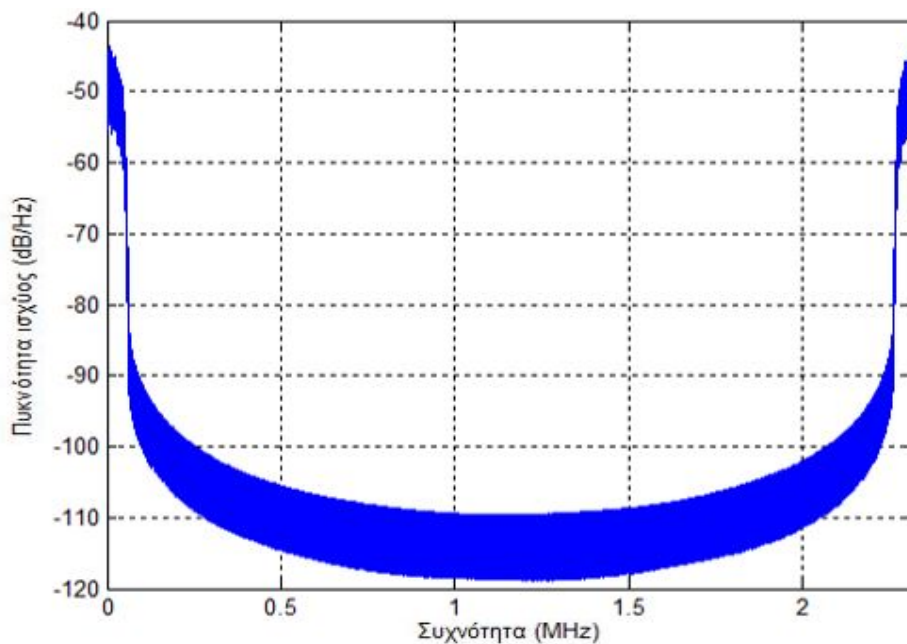


Σχήμα 7.17. Φάσμα του αναλογικού σήματος λήψης βασικής ζώνης.

Στο Σχήμα 7.17 απεικονίζεται το φάσμα του αναλογικού σήματος όπως λαμβάνεται στο δέκτη μετά την αποδιαμόρφωσή του στη βασική ζώνη. Συγκρίνοντας το Σχήμα 7.17 με το Σχήμα 7.7, γίνεται φανερή η επίδραση του θορύβου στο σήμα υπό τη μορφή υψηλών κρουστικών σε όλο το φάσμα του. Ο εκτός ζώνης θόρυβος, δηλαδή ο θόρυβος που δεν βρίσκεται στο εύρος 3-148.5 kHz πρέπει να αφαιρεθεί, ώστε να γίνει ακριβέστερη αναγνώριση του σήματος. Για το λόγο αυτό σχεδιάζεται βαθυπερατό φίλτρο Parks-McClellan, με συνάρτηση μεταφοράς που έχει σχεδιαστεί στο Σχήμα 7.18.

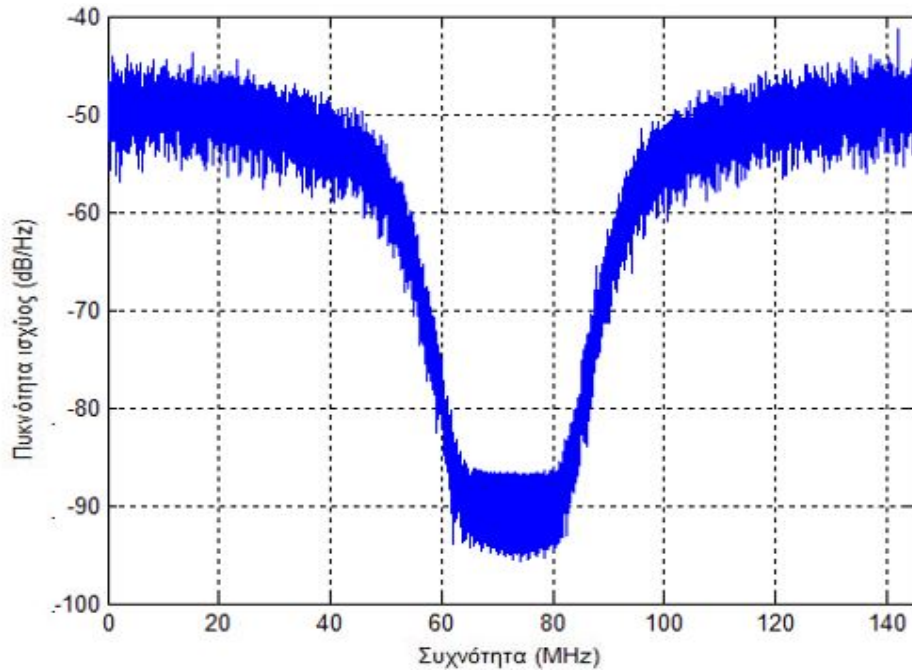


Σχήμα 7.18. Βαθυπερατό φίλτρο Parks-McClellan.

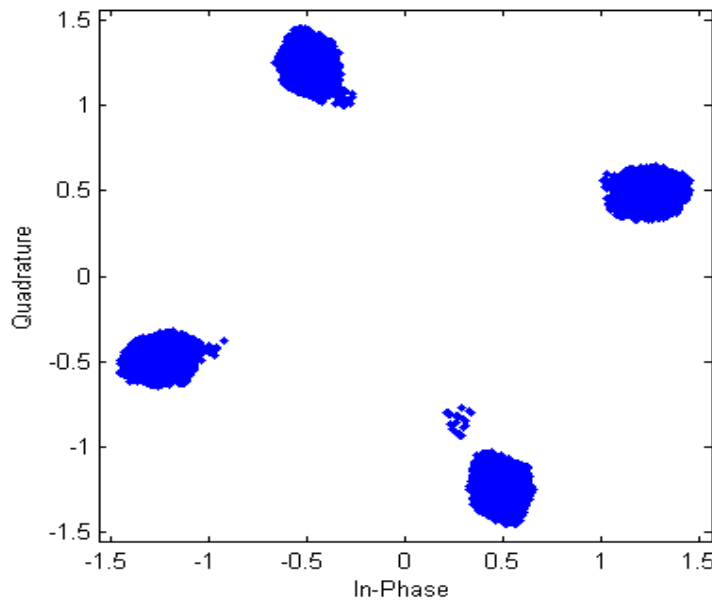


Σχήμα 7.19. Φάσμα του αναλογικού σήματος μετά το βαθυπερατό φιλτράρισμα.

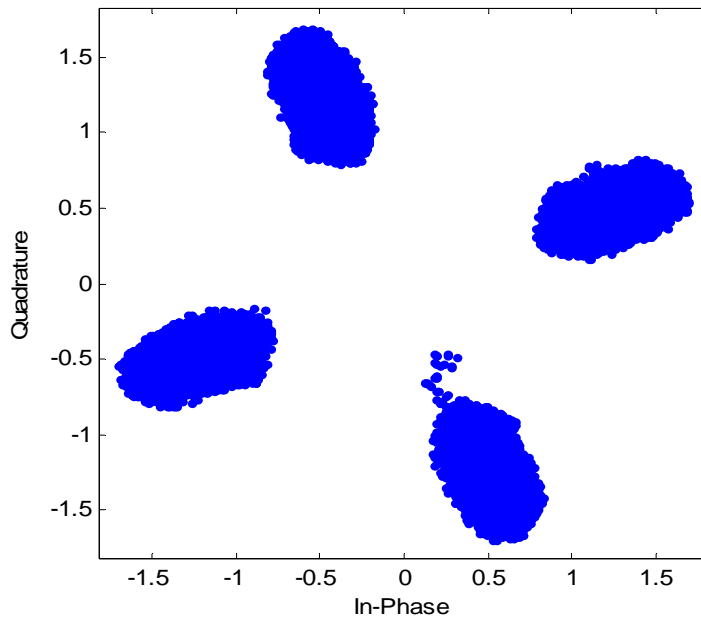
Στο Σχήμα 7.19 απεικονίζεται το φάσμα του αναλογικού σήματος βασικής ζώνης μετά το βαθυπερατό φιλτράρισμα που πραγματοποιεί ο δέκτης. Στο σήμα αυτό έχει απορριφθεί πλέον ο εκτός ζώνης θόρυβος. Ταυτόχρονα, όμως, έχουν απορριφθεί και ορισμένες συνιστώσες του αρχικού αναλογικού σήματος (όπως αυτό φαίνεται στο Σχήμα 7.7) και, συνεπώς, είναι εμφανής η σημαντική επίδραση της διαδικασίας μετάδοσης στο σήμα, δηλαδή του διαύλου μετάδοσης και του προστιθέμενου θορύβου. Η επίδραση αυτή παρατηρείται επίσης από τη σύγκριση του Σχήματος 7.20, που παρουσιάζει το φάσμα του ψηφιακού σήματος λήψης, με το φάσμα του Σχήματος 7.5.



Σχήμα 7.20. Φάσμα του ψηφιακού σήματος που λαμβάνεται στο δέκτη.



(a)



(b)

Σχήμα 7.21. Διάγραμμα αστερισμού των MQAM συμβόλων του σήματος λήψης για:

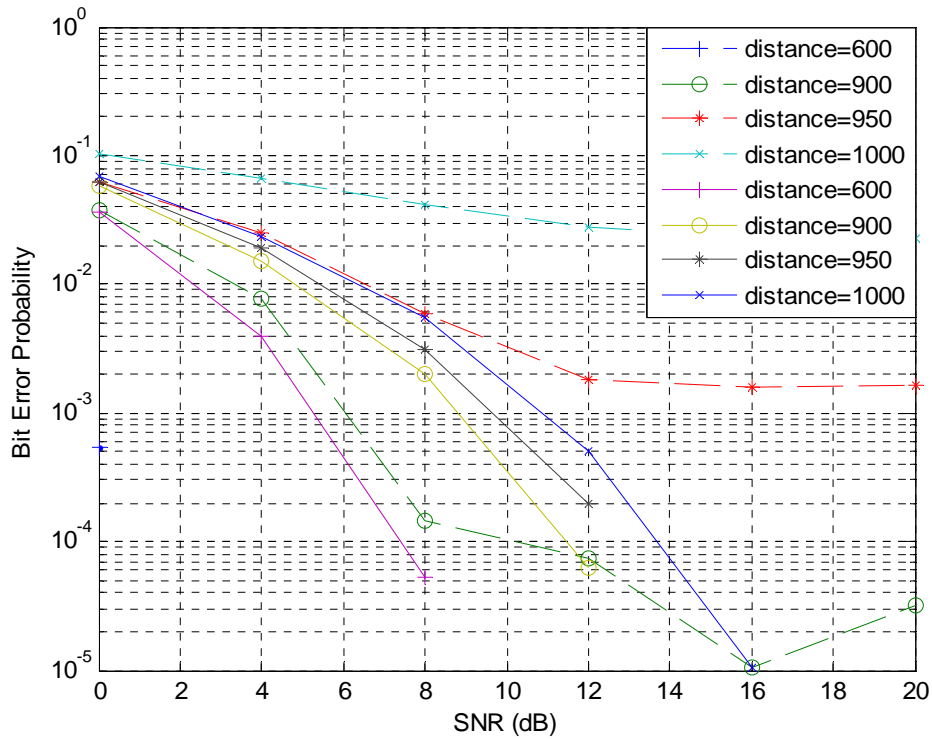
(a) SNR=15 dB

(b) SNR=5 dB

Στα Σχήματα 7.21 (a) και (b) απεικονίζονται τα διαγράμματα αστερισμού του σήματος λήψης για δύο τιμές του SNR, τα οποία είναι ευδιάκριτα και στις δύο περιπτώσεις. Συνεπώς, δεν αναμένεται λανθασμένη αναγνώριση ψηφίων, παρά τη σημαντική επίδραση του συστήματος μετάδοσης στο σήμα. Για μικρότερη τιμή του σηματοθορυβικού λόγου, όμως, είναι πολλή πιθανή η εμφάνιση λανθασμένων ψηφίων κατά την αποδιαμόρφωση.

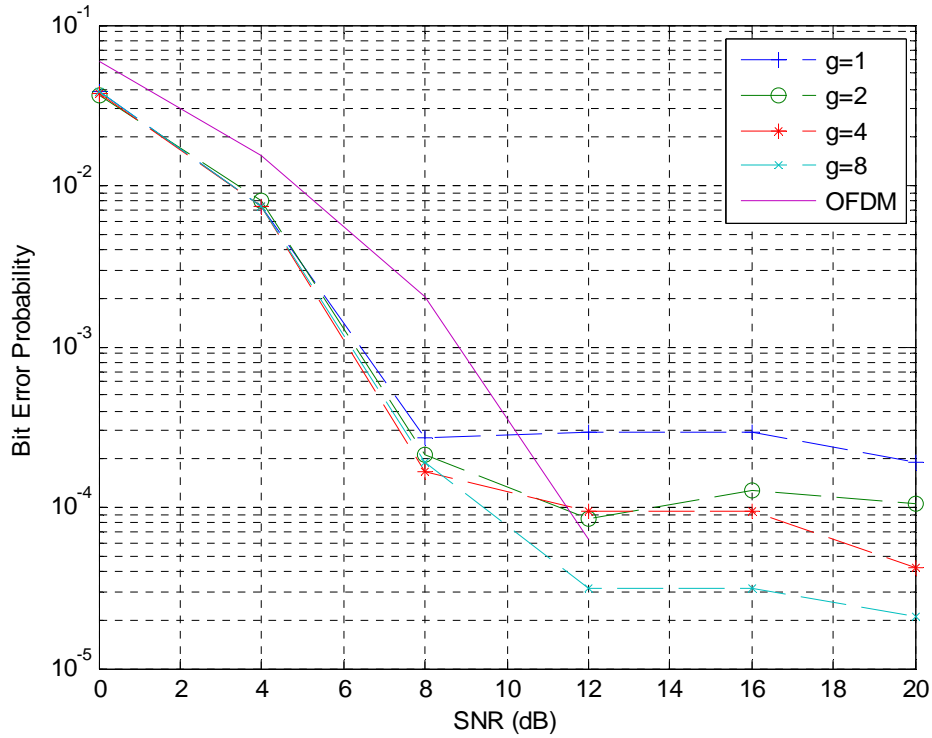
7.3. Σύγκριση της WOFDM και της OFDM ως προς την επιλογή της τεχνολογίας NB-PLC για διάφορες τιμές των παραμέτρων του συστήματος

Οι παράμετροι για τις προσομοιώσεις που ακολουθούν είναι ίδιες με εκείνες που προσδιορίζονται στην παράγραφο 7.2.1. εκτός από την απόσταση μετάδοσης που τίθεται ίση με 900 m. Οι διακεκομμένες γραμμές στις γραφικές παραστάσεις αναφέρονται στη WOFDM ενώ οι συνεχείς γραμμές στην OFDM.



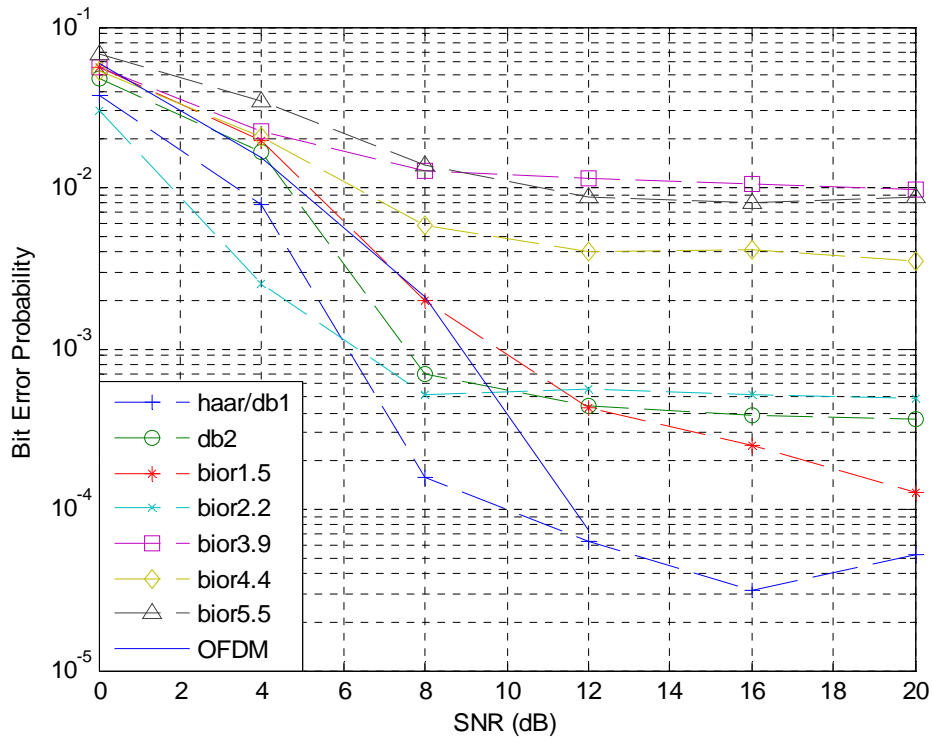
Σχήμα 7.22. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διαφορετικά μήκη ζεύξης.

Στο Σχήμα 7.22 παρατηρείται ότι για μικρότερα μήκη ζεύξης (600 και 900 m) η WOFDM παρουσιάζει μικρότερο BEP σε σχέση με την OFDM. Αντιθέτως, για μεγαλύτερα μήκη η συμπεριφορά της WOFDM χειροτερεύει ραγδαία με αποτέλεσμα το σύστημα να τίθεται ουσιαστικά εκτός λειτουργίας για απόσταση μετάδοσης μεγαλύτερη από 1 km. Η OFDM παρουσιάζει ομαλότερη συμπεριφορά καθώς αυξάνεται η απόσταση μετάδοσης.



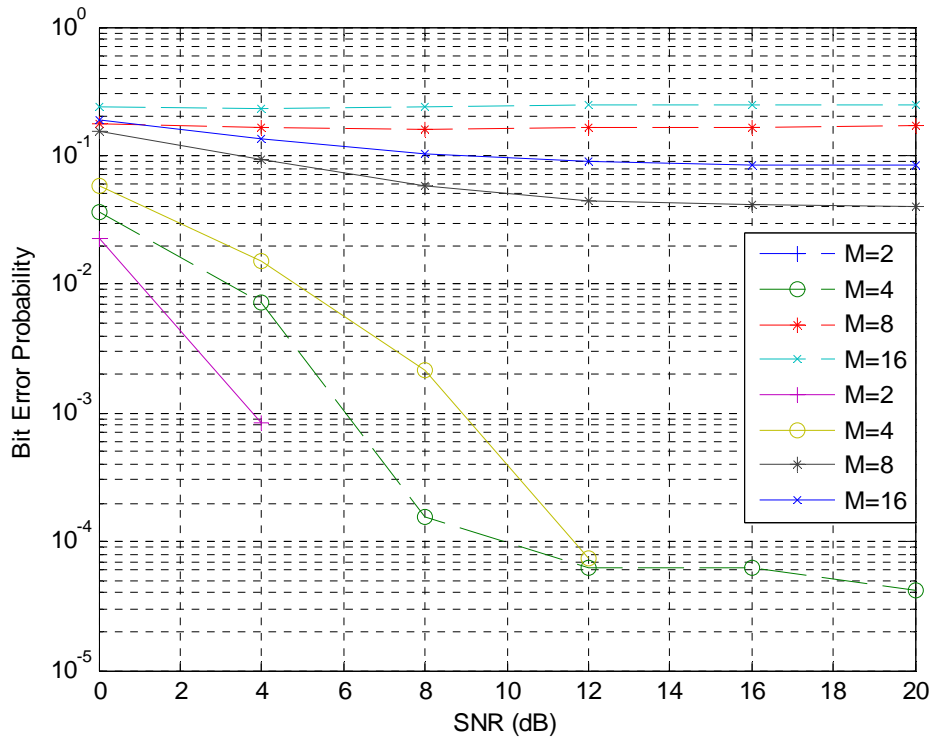
Σχήμα 7.23. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διάφορες τιμές της παραμέτρου g που χαρακτηρίζει το WOFDM σύστημα.

Στο Σχήμα 7.23 γίνεται εμφανές ότι η αύξηση της παραμέτρου g οδηγεί σε μικρότερες τιμές του BEP. Αύξηση όμως του g συνεπάγεται αύξηση του χρόνου που απαιτείται για την αποστολή ενός συμβόλου WOFDM, καθώς αυτό, τότε, αποτελείται από περισσότερα σύμβολα MQAM που επικαλύπτονται χρονικά. Έτσι, παρέχεται η δυνατότητα διαχείρισης της σχέσης μεταξύ BEP και ρυθμού μετάδοσης.



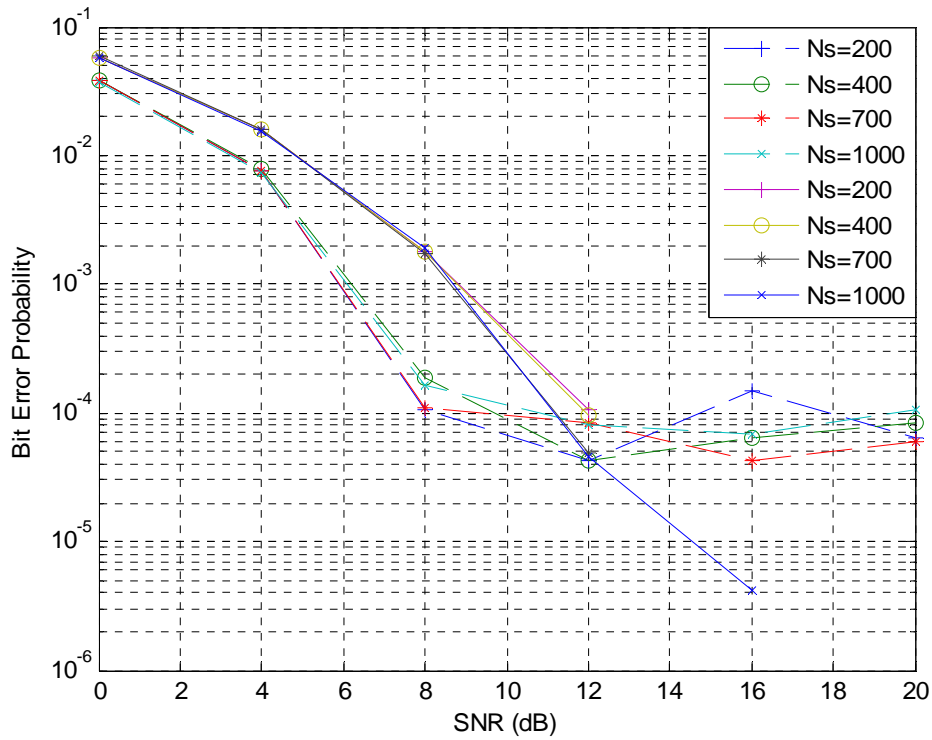
Σχήμα 7.24. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διαφορετικά κυματίδια

Από το Σχήμα 7.24 γίνεται φανερό ότι η συμπεριφορά της διαμόρφωσης WOFDM εξαρτάται σε πολύ μεγάλο βαθμό από το κυματίδιο που θα επιλεγεί. Παρατηρείται ότι το κυματίδιο του Haar οδηγεί στο μικρότερο BEP στη λήψη και, ως εκ τούτου, επιλέγεται για την προσομοίωση του συστήματος μετάδοσης στο Matlab αλλά και για τη χρήση του σε συστήματα NB-PLC που βασίζονται στη WOFDM.



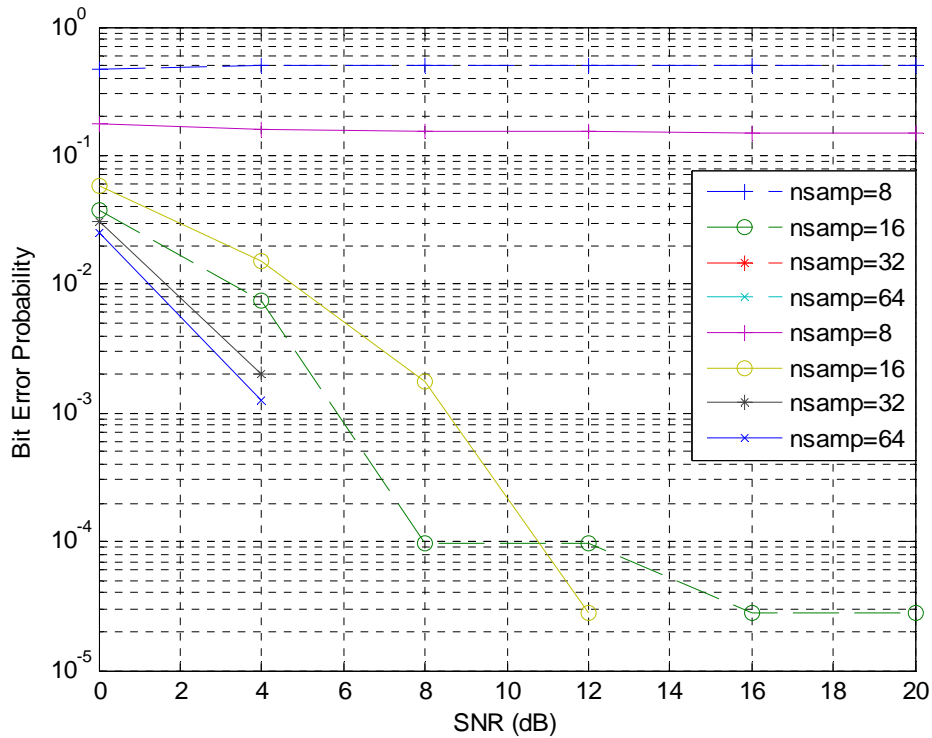
Σχήμα 7.25. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διαφορετικές τάξεις διαμόρφωσης.

Από το Σχήμα 7.25 γίνεται εμφανές ότι τα σχήματα διαμόρφωσης που μπορούν να χρησιμοποιηθούν στην τεχνολογία NB-PLC είναι MQAM με $M=2$ ή $M=4$. Ανώτερες τάξεις διαμόρφωσης δημιουργούν ανεπίτρεπτα υψηλό BEP, που τις καθιστά ανεπιθύμητες στην πράξη. Παρατηρείται, επίσης, ότι η WOFDM παρουσιάζει χαμηλότερο BEP για την ίδια τάξη διαμόρφωσης. Για $M=2$ η WOFDM δεν απεικονίζεται στο σχήμα αφού δεν προέκυψε κανένα λάθος κατά την προσομοίωση, ακόμα και για πολύ μικρά SNR.



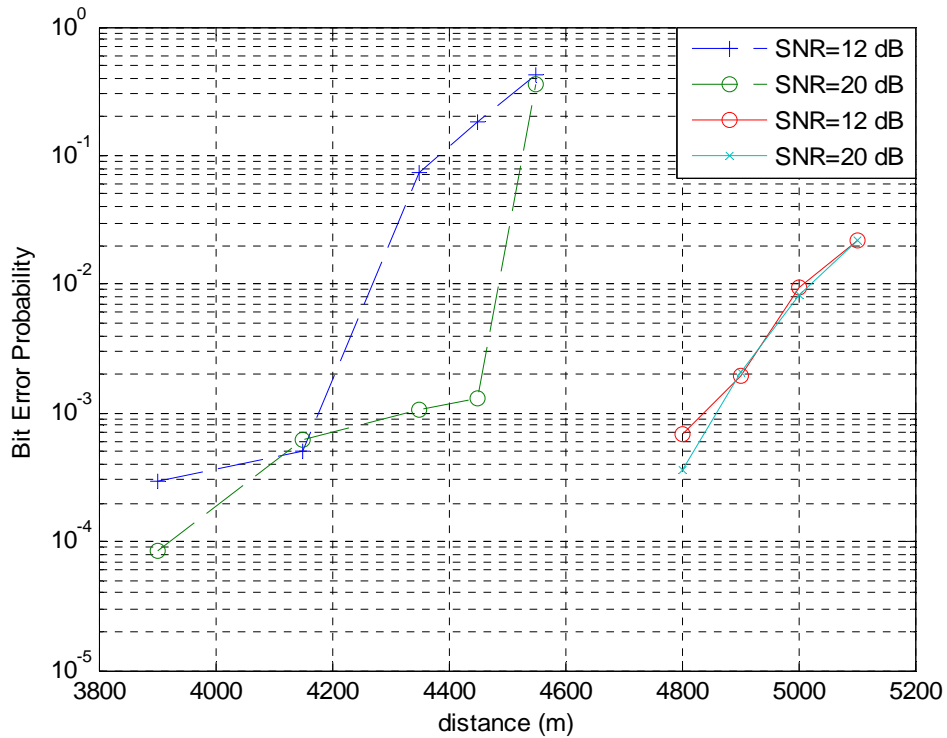
Σχήμα 7.26. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διαφορετικό αριθμό συμβόλων προσομοίωσης.

Στο Σχήμα 7.26 απεικονίζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για διαφορετικό πλήθος συμβόλων N_s . Γίνεται φανερό ότι για την τιμή $N_s=400$ τα αποτελέσματα που παράγονται προσεγγίζουν επαρκώς εκείνα που προκύπτουν για μεγαλύτερο πλήθος συμβόλων. Συνεπώς, το πλήθος που χρησιμοποιείται στις προσομοιώσεις παράγει έγκυρα αποτελέσματα χωρίς να αυξάνει ιδιαίτερα την απαιτούμενη υπολογιστική ισχύ.



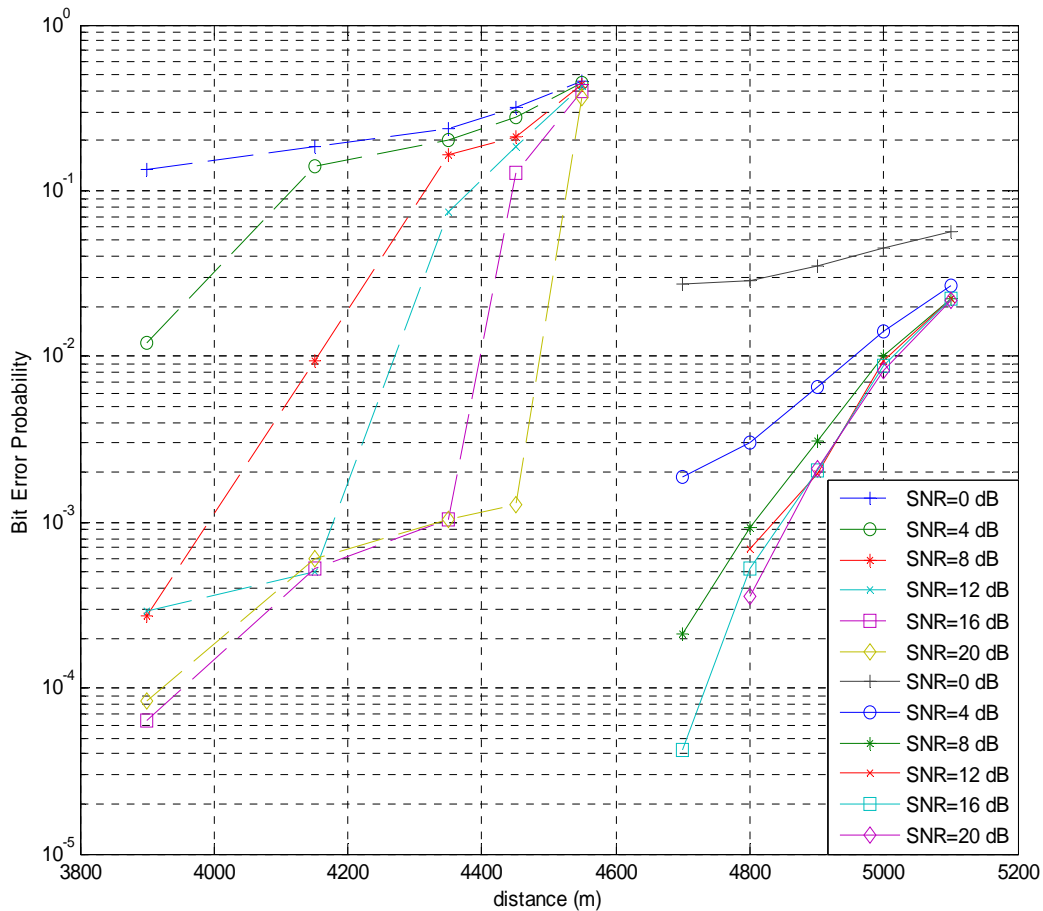
Σχήμα 7.27. Σύγκριση των WOFDM και OFDM για διαφορετικές τιμές του παράγοντα υπερδειγματοληψίας.

Όπως ήταν αναμενόμενο, η αύξηση του nsamp στο Σχήμα 7.27 οδηγεί σε λιγότερα λάθη στο δέκτη. Για την περίπτωση της WOFDM με nsamp=32 και 64, μάλιστα, δεν προέκυψαν λανθασμένα ψηφία. Η προσομοίωση του συστήματος έγινε για $N_s=300$, ώστε να μη προκαλείται πρόβλημα μνήμης στο Matlab για την περίπτωση nsamp=64. Δεδομένου ότι το πλήθος των λαθών ήταν μηδενικό για nsamp=32 κατά τη WOFDM και τις παρόμοιες τιμές του BEP για nsamp=32 και 64 κατά την OFDM, προκύπτει το συμπέρασμα ότι η τιμή 32 αποτελεί τη βέλτιστη τιμή για το σύστημα NB-PLC με κριτήριο το BEP.



Σχήμα 7.28. Σύγκριση των WOFDM και OFDM ως προς τη μέγιστη απόσταση μετάδοσης.

Στο Σχήμα 7.28 απεικονίζονται γραφικά οι μέγιστες δυνατές αποστάσεις στις οποίες μπορεί να μεταδοθεί το σήμα των NB-PLC για δεδομένη τιμή του BEP για δύο τιμές του SNR. Η πρώτη περίπτωση (SNR=20 dB) αναφέρεται σε βέλτιστες συνθήκες μετάδοσης και για το περισσότερο εύρωστο σχήμα διαμόρφωσης με $M=2$, $nsamp=32$, $wv_type=db1$ και $g=8$. Η επιλογή των παραμέτρων αυτών οδηγεί σε μειωμένο ρυθμό μετάδοσης (λόγω μικρού M και μεγάλου g) και σε αυξημένο κόστος υπολογισμού (λόγω μεγάλου $nsamp$), αλλά επιτρέπει τη μετάδοση του σήματος σε μεγαλύτερη απόσταση. Η δεύτερη περίπτωση διαφέρει από την πρώτη στο SNR, που τίθεται στην τιμή 12 dB. Όπως είναι αναμενόμενο, η μικρότερη τιμή SNR οδηγεί σε μεγαλύτερη πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου για την ίδια απόσταση μετάδοσης. Από το ανωτέρω σχήμα γίνεται φανερό ότι η OFDM είναι σαφώς καλύτερη για μετάδοση NB-PLC σημάτων σε μεγαλύτερη απόσταση. Επίσης, όπως και στο Σχήμα 7.22, η συμπεριφορά της WOFDM χειροτερεύει ραγδαία για μικρή αύξηση της απόστασης μετάδοσης, κάτι που δεν ισχύει για την OFDM, η συμπεριφορά της οποίας είναι ομαλότερη.



Σχήμα 7.29. Σύγκριση των WOFDM και OFDM ως προς τη μέγιστη απόσταση μετάδοσης για διάφορες τιμές του SNR.

Στο Σχήμα 7.29 παρουσιάζεται η πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου ως συνάρτηση της απόστασης μετάδοσης για πολλές τιμές του SNR. Παρατηρείται ότι η WOFDM είναι περισσότερο ευαίσθητη στην ισχύ του θορύβου σε σχέση με την OFDM, με την απόσταση μετάδοσης να μειώνεται σημαντικά για μικρότερες τιμές του SNR.

7.4. Αξιολόγηση συστήματος NB-PLC – Συμπεράσματα

Στις προηγούμενες παραγράφους του Κεφαλαίου 7 συνδυάζονται οι πληροφορίες όλων των Κεφαλαίων της παρούσας εργασίας για τη σχεδίαση και την προσομοίωση στο Matlab ενός συστήματος NB-PLC που χρησιμοποιεί WOFDM ή OFDM. Από τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στην παράγραφο 7.3 προκύπτουν ορισμένα συμπεράσματα που αφορούν το σύστημα NB-PLC και την καταλληλότητα των WOFDM και OFDM ανάλογα με τις συνθήκες μετάδοσης.

7.4.1. Παρατηρήσεις που αφορούν το σύστημα NB-PLC

- Συνάρτηση μεταφοράς διαύλου μετάδοσης σε MTL

Η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου που δημιουργούν οι αγωγοί μίας γραμμής MTL εξαρτάται από μεγάλο πλήθος παραμέτρων που αφορούν τα φυσικά χαρακτηριστικά των αγωγών, τον τρόπο τοποθέτησής τους στο χώρο και τα φυσικά χαρακτηριστικά του εδάφους. Η σημαντικότερη παράμετρος, η οποία ουσιαστικά καθορίζει τη συνάρτηση μεταφοράς, είναι το μήκος των αγωγών. Για μικρές αποστάσεις μετάδοσης ο δίαυλος εισάγει μόνο μία μικρή εξασθένηση σταθερή στο εύρος συχνοτήτων του σήματος. Όσο όμως η απόσταση μετάδοσης αυξάνει, ο κοινός ρυθμός εμφανίζει μεγαλύτερη εξασθένηση που είναι μάλιστα επιλεκτική ως προς τη συχνότητα. Έτσι, καθίσταται αναγκαία η χρήση πολυδιαυλικών σχημάτων διαμόρφωσης που είναι λιγότερα ευαίσθητα στην επιλεκτική ως προς τη συχνότητα εξασθένηση.

- Υπερτιθέμενος θόρυβος

Ο θόρυβος που συναντάται στο ΗΔ εξαρτάται καθοριστικά από τις διάφορες διατάξεις που βρίσκονται συνδεδεμένες σε αυτό αλλά και από το εύρος συχνοτήτων που χρησιμοποιεί το σύστημα μετάδοσης. Στη ζώνη των NB-PLC ο θόρυβος δεν μπορεί σε καμία περίπτωση να θεωρηθεί λευκός, αφού παρουσιάζει έντονη εξάρτηση από τη συχνότητα. Η θεώρηση του θορύβου ως λευκού ισχύει στο περιβάλλον διάδοσης των συστημάτων WB-PLC που καταλαμβάνουν συχνότητες μεγαλύτερες του 1 MHz. Ταυτόχρονα, η κατανομή της CPD της ισχύος του θορύβου δεν είναι κανονική, όπως ισχύει στα περισσότερα είδη διαύλων μετάδοσης, αλλά ακολουθεί την κατανομή Nakagami. Το στοιχείο αυτό προσδίδει στο θόρυβο ιδιαίτερα χαρακτηριστικά, τα οποία δεν είναι επιτρεπτό να αγνοηθούν.

7.4.2. Παρατηρήσεις που αφορούν τη χρήση των WOFDM και OFDM στο περιβάλλον των NB-PLC

Από τα σχήματα της παραγράφου 7.3 γίνεται φανερό ότι η WOFDM είναι καταλληλότερη για συστήματα μετάδοσης μικρότερων αποστάσεων που χαρακτηρίζονται από μικρό SNR (12 dB ή χαμηλότερο). Όταν είναι επιθυμητή η μετάδοση του σήματος σε μεγαλύτερη απόσταση είναι σαφώς προτιμότερη η χρήση της OFDM. Επίσης, για συστήματα που χαρακτηρίζονται από υψηλό SNR (μεγαλύτερου των 12 dB) η OFDM παρουσιάζει μικρότερη πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου σε σχέση με τη WOFDM και, συνεπώς, είναι προτιμότερη και σε αυτή την περίπτωση. Όμως, η WOFDM έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να προσαρμοστεί καλύτερα στις ανάγκες ενός συστήματος με την αντίστοιχη μεταβολή των παραμέτρων της (w_n _type, g), κάτι που δεν μπορεί να επιτύχει η OFDM. Ειδικά ο παράγοντας επικάλυψης g δίνει στο σχήμα διαμόρφωσης τη δυνατότητα να ρυθμίζει το ρυθμό μετάδοσης με ένα επιπλέον τρόπο πέρα από την τάξη διαμόρφωσης.

Βιβλιογραφία

- [1] Robson, S.; Haddad, A.; Griffiths, H.; , "Simulation of Power Line Communication using ATP-EMTP and MATLAB," Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), 2010 IEEE PES , vol., no., pp.1-8, 11-13 Oct. 2010.
- [2] Lazaropoulos, A.G.; Cottis, P.G.; , "Capacity of Overhead Medium Voltage Power Line Communication Channels," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.25, no.2, pp.723-733, April 2010.
- [3] Galli, S.; Koga, H.; Kodama, N.; , "Advanced signal processing for PLCs: Wavelet-OFDM," Power Line Communications and Its Applications, 2008. ISPLC 2008. IEEE International Symposium on , vol., no., pp.187-192, 2-4 April 2008.
- [4] Swati Sharma, Sanjeev Kumar, "BER Performance Evaluation of FFT-OFDM and DWT-OFDM", International Journal of Network and Mobile Technologies, Electronic Version, Vol. 2, Issue 2, pp 110-116, May 2011.
- [5] H. Koga, N. Kodama, T. Konishi, "High-speed power line communication system based on wavelet OFDM," Proc. of ISPLC 2003, Kyoto, Japan, March 26-28, 2003.
- [6] Linfoot, S.L.; Ibrahim, M.K.; Al-Akaidi, M.M.; , "Orthogonal Wavelet Division Multiplex: An Alternative to OFDM," Consumer Electronics, IEEE Transactions on , vol.53, no.2, pp.278-284, May 2007.
- [7] Farrukh, F.; Baig, S.; Mughal, M.J.; , "Performance Comparison of DFT-OFDM and Wavelet-OFDM with Zero-Forcing Equalizer for FIR Channel Equalization," Electrical Engineering, 2007. ICEE '07. International Conference on , vol., no., pp.1-5, 11-12 April 2007.
- [8] Abad, J.; Torres, L.M.; Riveiro, J.C.; , "OFDM and wavelets performance comparison in power line channels," Power Line Communications and Its Applications, 2005 International Symposium on , vol., no., pp. 341- 345, 6-8 April 2005.
- [9] Farhang, A.; Kakhki, M.M.; Farhang-Boroujeny, B.; , "Wavelet-OFDM versus filtered-OFDM in power line communication systems," Telecommunications (IST), 2010 5th International Symposium on , vol., no., pp.691-694, 4-6 Dec. 2010.
- [10] Haidine, A.; Adebisi, B.; Treytl, A.; Pille, H.; Honary, B.; Portnoy, A.; , "High-speed narrowband PLC in Smart Grid landscape — State-of-the-art," Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2011 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.468-473, 3-6 April 2011.
- [11] Zheng Tao; Yang Xiaoxian; Zhang Baohui; Chen Jian; Yao Zhi; Tian Zhihong; , "Research of Noise Characteristics for 10-kV Medium-Voltage Power Lines," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.22, no.1, pp.142-150, Jan. 2007.
- [12] Zheng Tao; Yang Xiaoxian; Zhang Baohui; Xu, N.H.; Feng Xiaoqun; Li Changxin; , "Statistical Analysis and Modeling of Noise on 10-kV Medium-Voltage Power Lines," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.22, no.3, pp.1433-1439, July 2007.

- [13] Katayama, M.; Yamazato, T.; Okada, H.; , "A mathematical model of noise in narrowband power line communication systems," Selected Areas in Communications, IEEE Journal on , vol.24, no.7, pp. 1267- 1276, July 2006.
- [14] Abdullah, K.; Hussain, Z.M.; , "Studies on DWT-OFDM and FFT-OFDM Systems," International Conference on Communication, Computer and Power, February 2009.
- [15] Khaizuran Abdullah and Zahir M. Hussain (2011). "Simulation of Models and BER Performances of DWT-OFDM versus FFT-OFDM, Discrete Wavelet Transforms - Algorithms and Applications," Hannu Olkkonen (Ed.), ISBN: 978-953-307-482-5, InTech, Available from: <http://www.intechopen.com/books/discrete-wavelet-transforms-algorithms-and-applications/simulation-of-models-and-ber-performances-of-dwt-ofdm-versus-fft-ofdm>.
- [16] M. Katayama, S. Itou, T. Yamazato, and A. Ogawa, "Modeling of cyclostationary and frequency dependent power-line channels for communications," in Proc. 4th Int. Symp. Power-Line Communication and Its Applications (ISPLC 2000), Apr. 2000, pp. 123–130.
- [17] Κανατάς Αθ., Κωνσταντίνου Φ. και Πάντος Γ. Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών. Εκδόσεις Παπασωτηρίου: Αθήνα, 2008.
- [18] Κωττής Π.Γ. και Αράπογλου Π-Δ.Μ. Ασύρματες Επικοινωνίες. Εκδόσεις Τζιόλα: Θεσσαλονίκη, 2011.
- [19] Μήτρου Ν. Ψηφιακές Επικοινωνίες. Αθήνα, 2008.
- [20] Burrus C.S., Gupinath R.A. και Guo H. Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms: A Primer. Prentice Hall: Houston, 1998.
- [21] Biran A. και Breiner M. Matlab 6: Για μηχανικούς. Εκδόσεις Τζιόλα: Θεσσαλονίκη, 2003.
- [22] Goldsmith A. Wireless Communications. Cambridge University Press: New York, 2005.
- [23] Lazaropoulos, A.G.; Cottis, P.G.; , "Transmission Characteristics of Overhead Medium-Voltage Power-Line Communication Channels," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.24, no.3, pp.1164-1173, July 2009.
- [24] Hans Pipke, C. F. Hülsen, H. Stiller, K. Seidl, D. Lambert, "Endenergieeinsparungen durch den Einsatz intelligenter Messverfahren (Smart Metering)", Studie-Endbericht KEMA Consulting GmbH, Nov. 2009.
- [25] Arthur R. von Hippel. Dielectric Materials and Applications. M.I.T. Press, Cambridge, MA, 1954.
- [26] D. Middleton, "Statistical-physical models of electro-magnetic interference," Electromagn. Compat., IEEE Trans. On, vol.19, no.3, pp. 106-126, Aug. 1977.
- [27] Ingrid Daubechies, "Orthonormal bases of compactly supported wavelets. Communications on Pure and Applied Mathematics," 41:909-996, November 1988.

- [28] Ingrid Daubechies, "Ten Lectures on Wavelets," SIAM, Philadelphia, PA, 1992. Notes from the 1990 CBMS-NSF Conference on Wavelets and Applications on Lowell, MA.
- [29] David L. Donoho, "Unconditional bases are optimal bases for data compression and for statistical estimation. Applied and Computational Harmonic Analysis," 1(1):100-115, December 1993. Also Stanford Statistics Dept. Report TR-410, Nov. 1992.
- [30] P. Steffen, P. N. Heller, R. A. Gopinath, and C. S. Burrus, "Theory of regular M-band wavelet bases. IEEE Transactions on Signal Processing," 41(12):3497-3511, December 1993. Special Transaction issue on wavelets, Rice contribution also in Tech. Report No. CM: TR-91-22, Nov. 1991.
- [31] S. G. Mallat, "Multiresolution approximation and wavelet orthonormal bases of L^2 ," Transactions of the American Mathematical Society, 315:69-87, 1989.
- [32] S. G. Mallat, "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation," IEEE Transactions on Pattern Recognition and Machine Intelligence, 11(7):674-693, July, 1989.
- [33] STMicroelectronics, <https://my.st.com>.
- [34] Α.Γ. Λαζαρόπουλος, "Ευρυζωνική μετάδοση σημάτων μέσω γραμμών μέσης τάσης: μοντέλα διάδοσης – χωρητικότητα," Αθήνα, Φεβρ. 2010.

